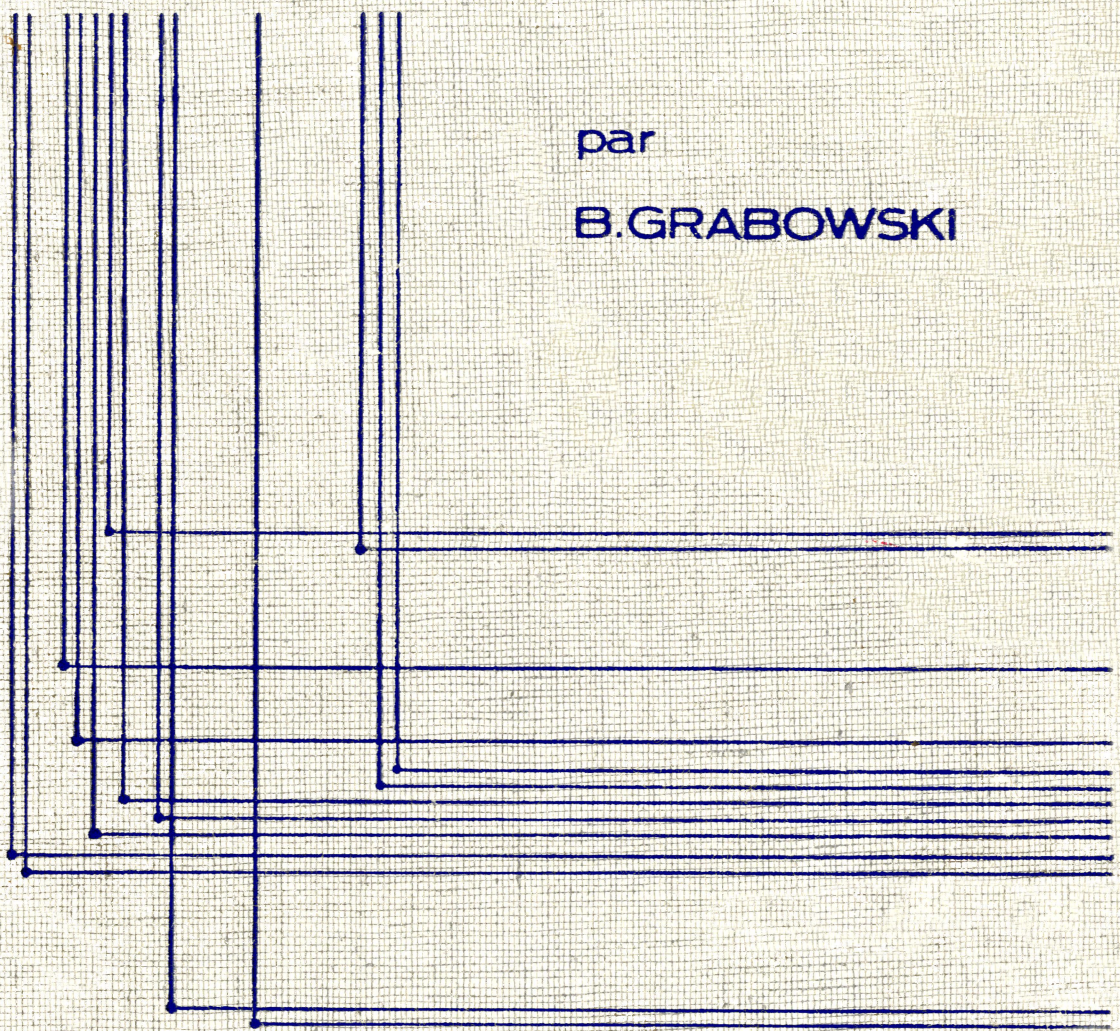
RECUEIL D'EXERCICES ET DE PROBLEMES SUR LES CIRCUITS A TRANSISTORS

par

B. GRABOWSKI



MASSON & CIE

À LA MÊME LIBRAIRIE

DIODES ET TRANSISTORS UTILISÉS EN COMMUTATION, par R. LYON-CAEN. 1965. Un volume de 330 pages, avec 155 figures. *(Monographies d'électronique,* publiées sous la direction du Professeur P. Grivet).

PHYSIQUE DES CIRCUITS, par P. GRIVET et R. LEGROS. 1960. Un volume de 554 pages, avec 348 figures et 6 tableaux. *(Monographies d'électronique,* ex-tome I du *Cours d'électronique,* publié sous la direction du Professeur P. Grivet).

LE BRUIT DE FOND, par P. GRIVET et A. BLAQUIÈRE. 1958. Un volume de 496 pages, avec 246 figures. *(Monographies d'électronique,* ex-tome IV du *Cours d'électronique,* publié sous la direction du Professeur P. Grivet).

EMPLOI DES TUBES ÉLECTRONIQUES ET DES TRANSISTORS, par J. FAGOT. 1964. Un volume de 266 pages, avec 301 figures et 13 tableaux. *(Monographies d'électronique,* publiées sous la direction du Professeur P. Grivet).

CIRCUITS DE L'ÉLECTRONIQUE ET DE LA RADIO-ÉLECTRICITÉ, par F. VALENTIN. Tome I : *Circuits passifs.* 1966. Un volume de 512 pages, avec 420 figures (Collection du *Conservatoire National des Arts et Métiers).*

PHYSIQUE APPLIQUÉE AUX INDUSTRIES DU VIDE ET DE L'ÉLECTRONIQUE, par G.-A. BOUTRY. (Collection du *Conservatoire National des Arts et Métiers).*

Tome I : *Technique du vide. L'électron libre. L'électron producteur de lumière.* 1962. Un volume de 398 pages, avec 258 figures.

Tome II : *L'électron dans les solides. Émission des électrons. Tubes électroniques. Semi-conducteurs.* 1964. Un volume de 438 pages, avec 384 figures.

RECUEIL D'EXERCICES ET DE PROBLÈMES SUR LES CIRCUITS A TRANSISTORS

par

B. GRABOWSKI

MASSON ET Cie ÉDITEURS
120, BOULEVARD SAINT-GERMAIN, PARIS, VI•
1966

Tous droits de traduction, d'adaptation et de reproduction, par tous procédés y compris la photographie et le microfilm, réservés pour tous pays.

© 1966 par Masson et C^ie^

(Imprimé en Belgique)

AVERTISSEMENT

LES EXERCICES ET LES PROBLÈMES contenus dans cet ouvrage doivent permettre essentiellement aux étudiants et aux techniciens de se familiariser avec les circuits à transistors les plus couramment utilisés à l'heure actuelle.

Ceux qui ont eu l'occasion d'utiliser des circuits intégrés à fonction amplificatrice, reconnaîtront quelques schémas assez répandus et seront sans doute intéressés par la solution des exercices s'y rapportant.

L'auteur a abordé principalement les circuits statiques et les amplificateurs basse fréquence qui permettent d'acquérir une grande connaissance sur le comportement et les limitations diverses des transistors.

Chaque chapitre comprend trois parties :

la première contient un bref rappel des caractéristiques et des formules indispensables pour la résolution des exercices et problèmes qui suivent;

la deuxième partie est consacrée aux exercices suivis immédiatement de la solution, et parfois d'un commentaire, quand une propriété intéressante peut être mise en évidence;

dans la dernière partie enfin, on trouve des problèmes permettant de procéder à certaines récapitulations, ou portant sur un point délicat, dont l'étude exige plus de temps et d'attention.

Il est nécessaire, pour aborder les problèmes avec profit, d'avoir au préalable bien compris la solution des principaux exercices préparatoires.

Dans cette troisième partie, on a groupé à part les énoncés et les solutions.

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la diode. Les exercices et les problèmes qu'il contient doivent permettre de faire connaissance avec certains paramètres que l'on rencontrera dans les circuits à transistors.

Les hypothèses simplificatrices utilisées, sont celles qui sont admises d'une manière courante dans la pratique. Elles permettent d'évaluer les performances avec une précision très suffisante.

Les grandeurs numériques ont été évaluées souvent à la règle à calcul, et le lecteur ne devra pas s'étonner de trouver des écarts de valeur de quelques pour cent s'il opère autrement.

Pour la nature des problèmes envisagés, l'emploi du schéma équivalent du transistor n'a pas été jugé indispensable.

Ce ne serait évidemment pas le cas si on abordait l'étude des circuits à haute fréquence, où la complexité du réseau justifierait des procédés d'analyse plus puissant (1).

---

(1) Voir : *Analyse tensorielle des réseaux à tubes et transistors* de A. KAUFMANN, GRABOWSKI et THOUZERY (Eyrolles).

Dans les exercices et les problèmes, on s'est proposé non seulement d'évaluer les performances, mais également d'apprécier leur stabilité et leur reproductivité.

On sait que ces qualités sont extrêmement importantes dans l'industrie, et il faut savoir les apprécier autrement que par des phrases.

Ces questions, ne sont pas toujours commodes à exposer dans un cours, aussi l'auteur a jugé bon de leur accorder une importance particulière, car on constate que les jeunes praticiens se sentent particulièrement mal à l'aise pour les aborder.

Ainsi, les jeunes électroniciens, parce qu'ils doivent s'initier à la pratique du circuit, et les techniciens déjà expérimentés s'ils désirent renouveler ou modifier leur façon de procéder, pourront tirer profit de la lecture de cet ouvrage.

CHAPITRE PREMIER

DIODES - JONCTION

§ 1 – RAPPEL DE CERTAINES CARACTÉRISTIQUES ET DES FORMULES PRINCIPALES

1. – Données physiques et chimiques

Les diodes-jonction les plus courantes et auxquelles nous nous intéresserons, sont fabriquées à partir de deux types de matériau semi-conducteur : le germanium et le silicium. Ces derniers sont convenablement dopés au moyen d'impuretés ou corps chimiques de valence trois ou cinq. De cette manière on obtient des conductibilités de types opposés, soit N, soit P.

Dans les matériaux de type N, le courant est surtout transporté par des électrons. Dans les matériaux de type P, le courant est transporté principalement par des trous. Nous désignerons respectivement par n et p les concentrations des électrons et des trous dans le semi-conducteur.

Nous appellerons ΔW la largeur de bande interdite du semi-conducteur. Elle indique l'intervalle d'énergie que doit franchir l'électron pour passer de la bande de valence à la bande de conduction, et être ainsi disponible pour le transport du courant.

A côté des porteurs majoritaires introduits par les impuretés, existent nécessairement des porteurs minoritaires dus à l'agitation thermique. Le produit des concentrations des deux types de porteurs est constant à une température absolue donnée T. Il est égal à n_i^2, n_i désignant la concentration intrinsèque.

On a :

$$n_i^2 = n \cdot p = (A \cdot 10^{25})^2 \cdot \left(\frac{T}{300}\right)^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}} \qquad \text{(I-1)}$$

A est une constante, liée au matériau,
K la constante de Boltzmann,

$$K = 1{,}38.10^{-23} \text{ joule/degré}$$

T la température absolue (degrés Kelvin).
ΔW la largeur de bande interdite s'exprime en électron-volt.
On a :

$$\Delta W = 1{,}12 \text{ électron-volt pour le silicium}$$

et :

$$\Delta W = 0{,}72 \text{ électron-volt pour le germanium.}$$

Un électron-volt correspond à l'énergie dont s'accroît un électron subissant un saut de potentiel de 1 volt. Comme la charge de l'électron $q = 1{,}60 \cdot 10^{-19}$ coulomb, on voit que :

$$1\,eV = 1{,}60 \cdot 10^{-19} \text{ joule.}$$

Si n_i s'exprime en nombre de particules par m^3, la valeur de A déduite de courbes expérimentales selon R. Lyon-Caen [1] est égale à :

$$9{,}15 \text{ pour le germanium}$$

et :

$$20{,}30 \text{ pour le silicium.}$$

La conductivité σ d'un matériau s'écrit :

$$\sigma = q\,(n\mu_n + p\mu_p) \qquad \text{(I-2)}$$

μ_n et μ_p étant les mobilités des électrons et des trous, c'est-à-dire les vitesses de déplacement des particules par unité de champ électrique.

Exprimés en m^2 par Volt/seconde les valeurs de μ_n et μ_p sont données dans le tableau ci-après pour le germanium et le silicium.

Matériau	μ_n	μ_p
Germanium	0,38	0,19
Silicium	0,12	0,05

[1] *Diodes et Transistors utilisés en commutation*, par R. Lyon-Caen, page 74. Masson et Cie, éd.

2. – *Caractéristiques statiques*

Le courant de saturation d'une diode I_S est donné par la formule :

$$I_S = q \cdot S \cdot \left[\frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{1}{N_A} + \frac{D_p}{L_p} \cdot \frac{1}{N_D}\right] \cdot n_i^2. \qquad \text{(I-3)}$$

D_n et D_p sont des constantes de diffusion relatives aux électrons et aux trous,

L_n et L_p sont les longueurs de diffusion des électrons et des trous.

N_A et N_D désignent les taux d'impuretés respectivement dans la partie P et dans la partie N.

S est la section du matériau.

Si une différence de potentiel V existe aux bornes de la jonction (fig. I-1) le courant I qui circule est donné par :

$$I = I_s \cdot [e^{\Lambda \cdot V} - 1], \qquad \text{(I-4)}$$

avec :

$$\Lambda = \frac{q}{KT}.$$

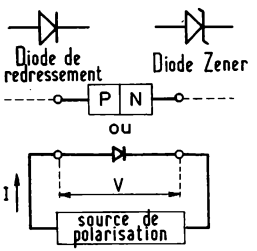


FIG. I-1. — *Représentation de diodes.*

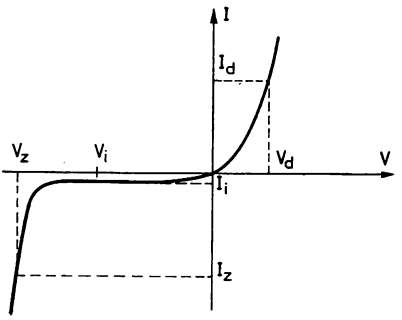


FIG. I-2.

Si la chute de tension se produit dans le sens passant on a :

$$I = I_d \quad , \quad V = V_d$$

et :

$$I_d = I_S \cdot [e^{\Lambda \cdot V_d} - 1] \simeq I_S e^{\Lambda \cdot V_d}.$$

Si on impose à la diode, une différence de potentiel V_i dans le sens bloquant on a :

$$I = I_i \quad , \quad V = -V_i,$$

$$I_i = I_S [1 - e^{-\Lambda \cdot V_i}] \simeq I_S.$$

L'allure de la caractéristique I-V d'une diode est donnée figure I-2.

Si la tension inverse V_i appliquée est suffisamment élevée, la diode devient conductrice ou passante en inverse.

La valeur de la tension, pour laquelle cette conduction apparaît est la tension Zener V_z, et le courant circulant est désigné par le courant Zener I_z.

3. – *Caractéristiques dynamiques et précisions sur les caractéristiques statiques*

Au voisinage d'un point de polarisation dans le sens passant, une diode-jonction idéale présente une résistance dynamique r_d donnée par :

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{1}{\Lambda} \cdot \frac{1}{I_d + I_S}. \qquad \text{(I-5)}$$

En fait, une diode réelle est constituée d'une diode-jonction idéale en série avec une résistance R_d, et dans une mesure dynamique on relèvera :

$$r_d + R_s \qquad \text{et non} \qquad r_d.$$

Il s'ensuit, que dans le sens passant la chute de tension relevée en statique, sera non pas V_d mais :

$$V_d' = R_S \cdot I_d + V_d. \qquad \text{(I-6)}$$

Dans le sens bloquant, on peut être amené à placer en parallèle sur la diode idéale une résistance de fuite R_f traversée par un courant de fuite I_f.

Il s'ensuit que le courant inverse est égal à :

$$I_i = I_s + I_f. \qquad \text{(I-7)}$$

Pour les diodes Zener, utilisées normalement en conduction inverse, on définit une résistance dynamique :

$$r_z = \frac{\Delta V_z}{\Delta I_z}.$$

4. – *Échauffement et emballement*

Si la température de jonction est T_j, et la température ambiante T_a, l'élévation de température $T_j - T_a$ de la jonction est proportionnelle à la puissance dissipée P_D. Le coefficient de proportionnalité est désigné par R_{th}, résistance thermique. On a donc :

$$T_j - T_a = R_{th} \cdot P_d. \qquad \text{(I-8)}$$

La résistance R_{th} est la somme de trois résistances thermiques :

$$R_{th} = R_{jb} + R_{bf} + R_{fa} \qquad \text{(I-9)}$$

R_{jb} : Résistance entre jonction et boîtier,
R_{bf} : Résistance entre boîtier et fixation,
R_{fa} : Résistance entre fixation et milieu ambiant. (Voir fig. I-3, circuit thermique).

La formule d'échauffement (I-8) n'est valable qu'en régime établi. Si la température de jonction n'est pas stabilisée, la variation de la puissance dissipée ΔP_d n'est pas égale à la variation de la puissance ΔP_a cédée au milieu ambiant.

On atteint la stabilité si :

$$\Delta P_a > \Delta P_d.$$

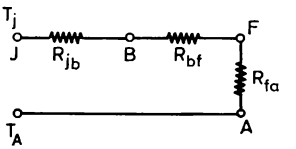


FIG. I-3. — *Circuit thermique en régime établi.*

Dans le cas où la puissance dissipée en inverse est :

$$P_d = V_i I_i,$$

on montre que l'on doit avoir :

$$k\, V_i\, I_i\, R_{th} < 1, \qquad \text{(I-10)}$$

en supposant que :

$$\frac{\Delta I_i}{I_i} = k\, \Delta T_j.$$

Si l'inégalité (I-10) n'est pas vérifiée il y a emballement et la diode se détruit.

5. – *Diode à fréquence élevée*

Si la diode est polarisée en inverse elle présente une capacité de jonction C_T qui dépend de la tension inverse V_i selon une loi du type :

$$C_T = K' \cdot \frac{1}{V_i^n}, \qquad \text{(I-11)}$$

avec :

$$\frac{1}{2} < n < \frac{1}{3},$$

K′ est un coefficient de proportionnalité qui n'a rien à voir avec la constante de Boltzmann.

C_T est une capacité de transition, que l'on place en série avec une résistance R_s, comme l'indique le schéma équivalent de la figure I-4.

On en déduit le coefficient de qualité :

$$\varphi = \frac{1}{\omega\, C_T\, R_S}. \qquad \text{(I-12)}$$

Si la diode est polarisée dans le sens passant, elle présente une capacité de diffusion C_d que l'on place en parallèle sur la résistance dynamique dans la représentation du réseau équivalent (fig. I-5).

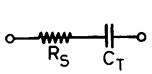


FIG. I-4

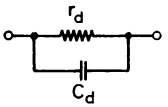


FIG. I-5

FIG. I-4. — *Réseau équivalent dans le sens bloquant.*

FIG. I-5. — *Réseau équivalent dans le sens passant.*

Les propriétés de variation de C_T en fonction de la tension sont utilisées dans les diodes Varicap.

6. – *Récapitulation des formules principales*

$$I_S = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$$

$$I = I_S \cdot [e^{\Lambda V} - 1], \qquad \Lambda = \frac{q}{KT}$$

$$r_d = \frac{1}{\Lambda} \cdot \frac{1}{I_d + I_S}$$

$$T_j - T_a = R_{th} \cdot P_d$$

$$C_T = K' \cdot \frac{1}{V_i^n}$$

T degré Kelvin = 273° centigrades + t degré centigrade
K : 1,38 . 10^{-23} joule/degré.
q : 1,60 . 10^{-19} coulomb.

§ 2 – EXERCICES COMMENTÉS

1. – *Expression de I_S*

ÉNONCÉ

On sait que:

$$I_S = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$$

Pour une diode au silicium on obtient pour $T = 300°$ K, $I_S = 10^{-12}$ ampère. On admet que $\Delta W = 1{,}12$ électron-volt.

1. Montrer que l'expression de I_S se déduit des formules (I-1) et (I-3), et évaluer B en fonction de A.

2. Calculer B, et donner l'expression de I_S en fonction de T.

SOLUTION

1. - Remplaçons dans (I-3), n_i^2 par son expression donnée (I-1). On trouve :

$$I_S = q \cdot S \cdot \left[\frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{1}{N_A} + \frac{D_P}{L_P} \cdot \frac{1}{N_D}\right] \cdot (A\ 10^{25})^2 \cdot \left(\frac{T}{300}\right)^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}}.$$

Ceci montre que :

$$B = q \cdot S \cdot \left[\frac{D_n}{L_n} \cdot \frac{1}{N_A} + \frac{D_P}{L_P} \cdot \frac{1}{N_D}\right] \cdot (A\ 10^{25})^2 \cdot \frac{1}{(300)^3}.$$

2. - Calculons $\frac{\Delta W}{KT}$:

on a :

$$KT = 1{,}38.10^{-23} \cdot 300 = 4{,}14.10^{-21} \text{ joule},$$

soit en électron-volt :

$$\frac{KT}{q} = \frac{4{,}14 \cdot 10^{-21}}{1{,}60 \cdot 10^{-19}} = 2{,}6 \cdot 10^{-2}\ eV,$$

par suite :

$$\frac{\Delta W}{KT} = \frac{1{,}12}{2{,}60} \cdot 10^2 = 43.$$

Nous allons évaluer à présent $e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$, en passant par les logarithmes. Nous désignerons par lg x le logarithme décimal de x et par ln x le logarithme népérien de x.

On rappelle que :

$$\ln e = 1 \quad , \quad e = 2{,}718282$$

$$\lg 10 = 1$$

de plus :

$$\ln x = 2{,}3 \lg x,$$

et inversement :

$$\lg x = 0{,}43429 \ln x.$$

Posons :

$$y = e^{-\frac{\Delta W}{KT}},$$

on a :

$$\ln . y = -\frac{\Delta W}{KT} = -43.$$

et :

$$\lg y = (0{,}43429) . (-43)$$

soit environ :

$$-18{,}6 = \overline{19}{,}4.$$

En consultant la table des logarithmes on trouve :

$$y = 2{,}51.10^{-19},$$

$$T^3 = (300)^3 = 27.10^6.$$

On a donc en remplaçant I_S par 10^{-12} ampère :

$$10^{-12} = B\ 27.10^6 . 2{,}51.10^{-19},$$

$$10^{-12} = 67{,}8 . B\ 10^{-13}.$$

On trouve donc :

$$B = \frac{1}{6{,}78} = 0{,}148$$

environ avec les unités utilisées, et l'expression du courant I_S devient :

$$I_S = 0{,}148 . T^3 . e^{-\frac{13.000}{T}},$$

en effet on a approximativement :

$$\frac{\Delta W}{K} = \frac{1{,}12 . 1{,}6 . 10^{-19}}{1{,}38 . 10^{-23}} = \frac{1{,}792 . 10^4}{1{,}38} = 13.000.$$

2. – *Calcul de I_S (Diode au silicium)*

Énoncé

Pour une diode au silicium, le courant de saturation I_S est donné en ampère par l'expression suivante:

$$I_S = B . T^3 . e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$$

avec :

$$B = 0{,}15 \quad , \quad \Delta W = 1{,}12\ eV.$$

Quelle est la valeur du courant I_S à 300° K et 306° K ?

SOLUTION

On part de :

$$\lg I_S = \lg B + 3 \lg T - \frac{\Delta W}{KT} \lg e.$$

Pour :

$$T = 300° K, \quad \frac{\Delta W}{KT} = \frac{1{,}12 \,.\, 1{,}6\ 10^{-19}}{1{,}38 \,.\, 10^{-23} \,.\, 3\ 10^{2}} = \frac{179{,}2}{4{,}14},$$

soit 43 environ

$$\lg B = \bar{1}{,}1761 = -0{,}8239,$$

$$3 \lg T = 3 \,.\, 2{,}4771 = 7{,}4313,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} \lg e = -43 \,.\, 0{,}43429 = -18{,}7,$$

d'où :

$$\lg I_S = -0{,}82 + 7{,}43 - 18{,}7 = -12{,}09 = \overline{13}{,}91$$

et :

$$I_s = 0{,}8.10^{-12} \text{ A}.$$

Pour :

$$T = 306° K, \quad \frac{\Delta W}{KT} = \frac{1{,}12 \,.\, 1{,}6\ 10^{-19}}{1{,}38 \,.\, 10^{-23} \,.\, 3{,}06\ 10^{2}} = \frac{179{,}2}{4{,}22}$$

soit 42,4 environ

$$\lg B = -0{,}8239,$$

$$3 \lg T = 3 \,.\, 2{,}4857 = 7{,}4571,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} \lg e = -42{,}4 \,.\, 0{,}43429 = -18{,}4,$$

d'où :

$$\lg I_S = -0{,}82 + 7{,}45 - 18{,}4 = -11{,}77 = \overline{12}{,}23,$$

et :

$$I_s = 1{,}7 \,.\, 10^{-12} \text{ A}.$$

On voit donc que pour un accroissement de 6° K, le courant I_s a sensiblement doublé.

3. – *Calcul de I_S (Diode au Germanium)*

Énoncé

Pour une diode au germanium ($\Delta W = 0{,}72\,eV$), on constate que $I_S = 10^{-6}$ A à 300° K.

1. Quelle est la valeur du coefficient B dans l'expression de I_S en fonction de T?

2. Quelle est la valeur de I_S pour $T = 310°$ K?

Solution

1. On sait que :

$$I_S = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$$

et par suite :

$$\lg I_S = \lg B + 3 \lg T - \frac{\Delta W}{KT} \lg e$$

ou encore :

$$\lg B = \lg I_S - 3 \lg T + \frac{\Delta W}{KT} \lg e,$$

$$\lg I_S = -6,$$

$$-3 \lg T = -3 \cdot 2{,}4771 = -7{,}4313,$$

$$\frac{\Delta W}{KT} = \frac{0{,}72 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19}}{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 3 \cdot 10^2} = \frac{115{,}2}{4{,}14} = 27{,}6,$$

$$\frac{\Delta W}{KT} \lg e = 27{,}6 \times 0{,}43429 = 12,$$

$$\lg B = -6 - 7{,}43 + 12 = -1{,}43 = \bar{2}{,}57,$$

d'où :

$$B = 0{,}037.$$

2. Inversement pour $T = 310°$ K on a :

$$\frac{\Delta W}{KT} = \frac{0{,}72 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19}}{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 3{,}1 \cdot 10^2} = \frac{115{,}2}{4{,}278} = 27,$$

$$\lg B = -1{,}43,$$

$$+3 \lg T = +3 \cdot 2{,}4914 = +7{,}4742,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} \lg e = -27 \times 0{,}43429 = -11{,}7,$$

d'où :

$$\lg I_S = -1{,}43 + 7{,}47 - 11{,}70 = -5{,}66 = \bar{6}{,}34,$$

et :

$$I_S = 2{,}2 \cdot 10^{-6} \text{ A}.$$

On voit que pour un accroissement de température de 10° K, le courant I_S a sensiblement doublé.

4. – *Calcul de I_S à diverses températures (Diode au silicium)*

Énoncé

Pour une diode au silicium, on a $B = 0{,}1$ dans l'expression de I_S donnée en ampère. Quelle est la valeur de I_S aux trois températures suivantes exprimées en degrés centigrades

a) 27° *c* *b*) – 33° *c* *c*) + 87° *c*.

Solution

Exprimées en degrés Kelvin, les trois températures sont respectivement :

$$+ 27 + 273 = + 300° \text{ K},$$

$$- 33 + 273 = + 240° \text{ K},$$

$$+ 87 + 273 = + 360° \text{ K}.$$

On utilisera la formule générale :

$$\lg I_S = \lg B + 3 \lg T - \frac{\Delta W}{KT} \lg e.$$

a) Pour $T = 300°$ K (27° C)

$$3 \lg T = 7{,}4313 \qquad \text{(voir I-§ 2-2)},$$

$$- \frac{\Delta W}{KT} \lg e = -18{,}7 \qquad \text{(voir I-§ 2-2)},$$

$$\lg I_S = -1 + 7{,}43 - 18{,}7 = -12{,}27 = \bar{13}{,}73,$$

soit :

$$I_S = 0{,}54 \cdot 10^{-12} \text{ A}.$$

b) Pour T = 240° K (− 33° C)

$$3 \lg T = 3 \,.\, 2{,}3802 = 7{,}1406,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} = -\frac{1{,}12 \,.\, 1{,}6\ 10^{-19}}{1{,}38 \,.\, 10^{-23} \,.\, 2{,}4 \,.\, 10^{2}} = -\frac{179{,}2}{3{,}31} = -54{,}15,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} \lg e = -54{,}15 \times 0{,}43429 = -23{,}5,$$

$$\lg I_S = -1 + 7{,}14 - 23{,}5 = -17{,}36 = \overline{18}{,}64,$$

soit :

$$I_s = 4{,}37 \,.\, 10^{-18} \text{ A.}$$

c) Pour T = 360° K (87° C)

$$3 \lg T = 3 \,.\, 2{,}5563 = 7{,}6689,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} = -\frac{179{,}2}{4{,}97} = -36{,}1,$$

$$-\frac{\Delta W}{KT} \lg e = -36{,}1 \times 0{,}43429 = -15{,}67,$$

$$\log I_s = -1 + 7{,}67 - 15{,}67 = -9,$$

soit :

$$I_s = 10^{-9} \text{ ampère.}$$

N.B. — Étant donné les approximations effectuées, et ses incidences sur le résultat final, les chiffres donnés sont des ordres de grandeur. Des écarts de valeurs de l'ordre du simple au double sont très acceptables.

5. – *Calcul de I_d en fonction de la température*

Énoncé

On considère la diode au silicium examinée à l'exercice précédent I-§ 2-4 et on désire évaluer la chute de tension V_d dans le sens passant pour I_d imposé et égal à 1 mA.

On admettra que cette diode présente un comportement idéal.

On demande de calculer V_d aux trois températures suivantes:

a) T = 240° K *avec* $I_s = 4 \,.\, 10^{-18}$ A,

b) T = 300° K *avec* $I_s = 5 \,.\, 10^{-13}$ A,

c) T = 360° K *avec* $I_s = 10^{-9}$ A.

SOLUTION

On sait que :

$$I_d = I_S \cdot [e^{\frac{qV_d}{KT}} - 1].$$

soit encore :

$$\frac{I_d}{I_S} + 1 = e^{\frac{qV_d}{KT}}.$$

On en déduit :

$$\frac{qV_d}{KT} = l_n \cdot \left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right),$$

$$V_d = \frac{KT}{q} \cdot l_n \left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right).$$

On sait que :

$$\lg_n x = 2{,}3 \lg x.$$

On a donc également :

$$V_d = 2{,}3 \cdot \frac{KT}{q} \cdot \lg \left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right).$$

a) Pour 240° K on a :

$$\frac{I_d}{I_S} = \frac{10^{-3}}{4 \cdot 10^{-18}} = 2{,}5 \cdot 10^{14},$$

$$\lg \left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right) = 14{,}4,$$

$$\frac{KT}{q} = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 2{,}4 \cdot 10^{2}}{1{,}6 \cdot 10^{-19}} = 2{,}07 \cdot 10^{-2},$$

$$V_d = 2{,}3 \times 2{,}07 \cdot 10^{-2} \times 14{,}4 = 0{,}69 \text{ volt.}$$

b) Pour 300° K on a :

$$\frac{I_d}{I_S} = \frac{10^{-3}}{5 \cdot 10^{-13}} = 2 \cdot 10^{9},$$

$$\lg \left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right) = 9{,}3,$$

$$\frac{KT}{q} = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 3 \cdot 10^{2}}{1{,}6 \cdot 10^{-19}} = 2{,}60 \cdot 10^{-2},$$

$$V_d = 2{,}3 \times 2{,}6 \cdot 10^{-2} \times 9{,}3 = 0{,}59 \text{ volt.}$$

c) Pour 360° K on a :

$$\frac{I_d}{I_S} = \frac{10^{-3}}{10^{-9}} = 10^6,$$

$$\log\left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right) = 6,$$

$$\frac{KT}{q} = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 3{,}6 \cdot 10^2}{1{,}6 \cdot 10^{-19}} = 3{,}1 \cdot 10^{-2},$$

$$V_d = 2{,}3 \times 3{,}1 \cdot 10^{-2} \times 6 = 0{,}43 \text{ volt.}$$

6. – *Calcul de I_S connaissant V_d et I_d*

Énoncé

On considère une diode idéale qui présente une chute de tension $V_d = 0{,}6$ volt dans le sens passant pour $I_d = 2$ mA à la température ambiante $T = 300°$ K.
En déduire la valeur de I_S.

Solution

D'après l'exercice précédent on sait que :

$$V_d = 2{,}3 \cdot \frac{KT}{q} \cdot \lg\left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right),$$

Pour :

$$T = 300° \text{ K} \quad , \quad \frac{KT}{q} = 2{,}6 \cdot 10^{-2},$$

On obtient :

$$0{,}6 = 2{,}3 \cdot 2{,}6 \cdot 10^{-2} \cdot \lg\left(1 + \frac{I_d}{I_S}\right),$$

Comme $\frac{I_d}{I_S}$ est nettement supérieur à 1, on a :

$$\lg \frac{I_d}{I_S} = \frac{60}{2{,}3 \cdot 2{,}6} = 10,$$

d'où :

$$\frac{I_d}{I_S} = 10^{10}.$$

Par suite :

$$I_s = I_d \cdot 10^{-10} = 2.10^{-13} \text{ A.}$$

7. – *Variation de I_S en fonction de T*

Énoncé

a) En partant de la formule générale donnant I_S en fonction de T, établir la relation entre la variation relative $\frac{\Delta I_S}{I_S}$, et la variation relative de la température $\frac{\Delta T}{T}$ associée.

b) Dans le cas d'une diode au silicium, évaluer $\frac{\Delta I_S}{I_S}$ pour $\Delta T = \pm 5°$ K au voisinage de 300° K.

Solution

Démonstration extraite de l'ouvrage de Monsieur Lyon-Caen « *Diodes et transistors utilisés en commutation* » page 141.

a) On a :

$$I_S = B \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{\Delta W}{KT}}$$

soit encore :

$$l_n \cdot I_S = l_n \cdot B + 3\, l_n\, T - \frac{\Delta W}{KT}.$$

Différentions les 2 membres par rapport à I_S et T :

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = 3 \cdot \frac{\Delta T}{T} + \frac{\Delta W}{K} \cdot \frac{\Delta T}{T^2}.$$

On a donc :

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta T}{T}\left(3 + \frac{\Delta W}{KT}\right).$$

b) Pour une diode au silicium, on a :

$$\frac{\Delta W}{KT} = \frac{1{,}12}{0{,}026} = 43 \text{ à } 300° \text{ K},$$

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = 46 \cdot \frac{\Delta T}{T} = 0{,}153 \cdot \Delta T,$$

si :

$$\Delta T = \pm 5°,$$

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \pm 0{,}153 \cdot 5 = \pm 0{,}76.$$

8. – *Variation de V_d en fonction de T*

Énoncé

On considère une diode au silicium pour laquelle $I_s = 10^{-15}$ A à 300° K.

a) Donner l'expression de la variation de V_d à I_d constant ou imposé en fonction de la variation de la température ΔT.

b) Évaluer $\frac{\Delta V_d}{\Delta T}$ par degré K au voisinage de $T = 300°$ K pour $I_d = 1$ mA.

Solution

Démonstration extraite de l'ouvrage de Monsieur Lyon-Caen mentionnée à l'exercice précédent (p. 142).

a) On a :

$$V_d = \frac{KT}{q} l_n \left(\frac{I_d}{I_S}\right),$$

en négligeant 1 devant $\frac{I_d}{I_S}$.

A I_d imposé, un changement de température ΔT va entraîner une variation de I_s et de V_d.

Différentions le second membre par rapport à T et I_s :

$$\Delta V_d = \frac{K}{q} l_n \cdot \left(\frac{I_d}{I_S}\right) \cdot \Delta T + \frac{KT}{q} \cdot \left(-\frac{\Delta I_S}{I_S}\right).$$

En se reportant à l'exercice I-§ 2-7, on constate que :

$$\frac{\Delta I_S}{I_S} = \frac{\Delta T}{T} \cdot \left(3 + \frac{\Delta W}{KT}\right),$$

par ailleurs :

$$\frac{K}{q} l_n \left(\frac{I_d}{I_S}\right) = \frac{V_d}{T},$$

Tenant compte de ces deux dernières relations on trouve :

$$\Delta V_d = V_d \cdot \frac{\Delta T}{T} - \frac{K}{q}\left(3 + \frac{\Delta W}{KT}\right) \Delta T,$$

soit encore :

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta T} = \frac{V_d}{T} - \frac{K}{q} \cdot \left(3 + \frac{\Delta W}{KT}\right)$$

b) Nous allons d'abord calculer V_d pour :

$$T = 300° K \qquad \text{et} \qquad I_d = 1\ mA.$$

On sait que :

$$V_d = 2{,}3 \cdot \frac{KT}{q} \cdot \lg \frac{I_d}{I_S},$$

$$\frac{I_d}{I_S} = \frac{10^{-3}}{10^{-15}} = 10^{12},$$

$$V_d = 2{,}3 \cdot 0{,}026 \cdot 12 = 0{,}72 \text{ volt.}$$

On en déduit :

$$\frac{V_d}{T} = \frac{0{,}72}{300} = 2{,}4 \cdot 10^{-3},$$

et :

$$\frac{K}{q}\left(3 + \frac{\Delta W}{KT}\right) = \frac{1{,}38 \cdot 10^{-23}}{1{,}60 \cdot 10^{-19}} \cdot \left[3 + \frac{112}{2{,}6}\right] = 3{,}9 \cdot 10^{-3},$$

Finalement on a en volt/degré :

$$\frac{\Delta V_d}{\Delta T} = 2{,}4 \cdot 10^{-3} - 3{,}9 \cdot 10^{-3} = -1{,}5 \cdot 10^{-3}.$$

En conséquence, au voisinage de T = 300° K, V_d diminue de 1,5 *m*V par degré K.

9. – *Détermination de R_s et R_f*

Énoncé

Une diode au silicium étant polarisée dans le sens passant à 300° K, on mesure une chute de tension V'_d = 0,65 volt pour I_d = 2 mA. On sait par ailleurs que I_s = 2.10^{-13} A à 300° K.

a) Quelle doit être la valeur de V_d, en déduire la résistance R_s.

b) La diode est polarisée dans le sens bloquant et on mesure un courant inverse I_i voisin de 2.10^{-7} ampère à 300° K. Ordre de grandeur de la résistance de fuite si V_i = 2 volts. (voir fig. I-6).

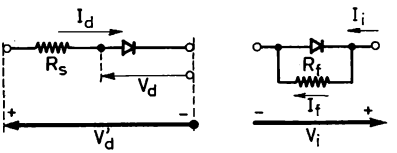


Fig. I-6.

Solution

a) En se reportant à l'exercice I-§ 2-6, on sait que si I_s = 2.10^{-13} A à 300° K, V_d = 0,60 volt pour I_d = 2 *m*A.

$$V_d = V_d + R_S \cdot I_d.$$

Par suite :

$$R_S = \frac{V_d' - V_d}{I_d} = \frac{0{,}05}{2} 10^3 = 25 \text{ ohms.}$$

b) On a :

$$I_i = I_s + I_f$$

soit pratiquement I_f

$$R_f = \frac{V_i}{I_f} = \frac{2}{2.10^{-7}} = 10^7 \text{ ohms}$$

ou encore 10 MΩ.

*10. – **Résistance dynamique** r_d*

Énoncé

Une diode au silicium est polarisée dans le sens passant à $I_d = 2\,mA$ à 300° K.
a) Donner l'expression de la résistance dynamique

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} \qquad \textit{pour} \qquad T = 300° \text{ K}$$

en fonction de I_d.
Quelle est la valeur de r_d pour $I_d = 2\,mA$.
b) La résistance série de la diode R_s est égale à 17 ohms; quelle est la variation de la chute de tension $\Delta V_d'$ aux bornes de la diode dans le sens passant si:

$$\Delta I_d = \pm 0{,}2\ mA.$$

Solution

a) On peut partir de :

$$V_d = \frac{KT}{q} \cdot l_n \cdot \frac{I_d}{I_s} = \frac{KT}{q} [l_n I_d - l_n I_s].$$

Différentions les 2 membres par rapport à V_d et I_d; il vient :

$$\Delta V_d = \frac{KT}{q} \cdot \frac{\Delta I_d}{I_d},$$

et par suite on trouve le résultat bien connu :

$$r_d = \frac{\Delta V_d}{\Delta I_d} = \frac{KT}{q} \cdot \frac{1}{I_d}.$$

Si :

$$T = 300° K \quad , \quad \frac{KT}{q} = 0{,}026 \text{ volt},$$

donc :

$$r_d = \frac{0{,}026}{I_d} \quad \text{ou} \quad \frac{26}{I_d},$$

si I_d est exprimée en mA et r_d en ohms.

Avec :

$$I_d = 2\ mA \quad , \quad r_d = 13 \text{ ohms}.$$

b) La résistance totale de la diode présentée dans le sens passant est en fait égale à :

$$R_d = R_s + r_d = 17 + 13 = 30 \text{ ohms}.$$

Si :

$$\Delta I_d = \pm 2\ mA,$$

$$\Delta V_d' = 30 \times (\pm 0{,}2\ mA) = \pm 6\ mV.$$

*11. – **Utilisation de diodes en thermométrie***

ÉNONCÉ

Deux diodes D_1 et D_2 identiques sont placées dans un réseau à 2 branches (fig. I-7), et polarisées dans le sens passant à 2 mA. Les chutes de tension V_{d1} et V_{d2} dans le sens passant sont égales à 0,6 volt à 300° K. Le coefficient de variation de V_{d1} ou V_{d2} en fonction de la température est égal à — 1,5 mV par degré K.

La diode D_2 se trouve dans une enceinte chauffante à la température T_2. La diode D_1 est maintenue à une température constante T_1.

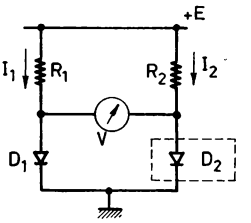


FIG. I-7.

a) En supposant $T_1 = T_2 = 300° K$, quelle doit être la valeur de E pour que $I_1 = I_2 = 2\ mA$? On admettra $R_1 = R_2 = 5 k\Omega$.

b) La différence de température $T_2 - T_1$ sera appréciée en mesurant $V = V_{d1} - V_{d2}$ avec un voltmètre à haute impédance.

Quel doit être l'écart relatif maximum entre les résistances $\frac{\Delta(R_1 - R_2)}{R}$, pour que la variation ΔV de V qui en résulte ne conduise pas à une erreur supérieure au degré K.

c) Valeur de ΔV pour:

$$\Delta T = T_2 - T_1 = 20° K \ (T_2 = 320° K,\ T_1 = 300° K).$$

SOLUTION

a)

$$I_1 = I_2 = \frac{E - V_d}{R},$$

V_d et R étant les valeurs communes de la chute de tension et de la résistance de polarisation, ou encore :

$$RI + V_d = E \qquad \text{si} \qquad I_1 = I_2 = I$$

soit :

$$E = 5.10^3 \,.\, 2.10^{-3} + 0{,}6 = 10{,}6 \text{ volts.}$$

b) Si les diodes sont idéales, leur résistance dynamique commune est égale à :

$$r = \frac{26}{I} \qquad \text{avec} \qquad I \text{ en } m\text{A},$$

soit :

$$r = 13 \text{ ohms.}$$

Des variations des résistances R_1 et R_2 entraînent des variations sur les courants I_1 et I_2, et par suite également sur les chutes de tension V_{d1} et V_{d2}.

En différentiant :

$$E - V_{d1} = R_1 I_1$$

on trouve :

$$-\Delta V_{d1} = R_1 \Delta I_1 + I_1 \,.\, \Delta R_1 = -r_1 \Delta I_1$$

$$-\Delta V_{d1} = R_1 \,.\, \frac{\Delta V_{d1}}{r_1} + I_1 \,.\, \Delta R_1,$$

d'où :

$$\Delta V_{d1} = -\frac{I_1 \,.\, r_1}{R_1 + r_1} \,.\, \Delta R_1 = -\frac{I \,.\, r}{R + r} \,.\, \Delta R_1.$$

De même on trouverait :

$$\Delta V_{d2} = -\frac{I_2 \,.\, r_2}{R_2 + r_2} \,.\, \Delta R_2 = -\frac{I \,.\, r}{R + r} \,.\, \Delta R_2.$$

Par suite on obtient :

$$\Delta V_{d1} - \Delta V_{d2} = -\frac{I \,.\, r}{R + r} (\Delta R_1 - \Delta R_2).$$

Comme r est petit devant R, on peut écrire encore :

$$\frac{\Delta (R_1 - R_2)}{R} = -\frac{\Delta V_{d1} - \Delta V_{d2}}{I \,.\, r}.$$

Si on désire qu'en valeur absolue :

$$\Delta T \leqslant 1° K,$$

il faut que :

$$| \Delta V_{d1} - \Delta V_{d2} | < 1{,}5\, mV = 1{,}5.10^{-3}.$$

Par suite :

$$\left| \frac{\Delta (R_1 - R_2)}{R} \right| < \frac{1{,}5 \cdot 10^{-3}}{13 \cdot 2 \cdot 10^{-3}},$$

$$\left| \frac{\Delta (R_1 - R_2)}{R} \right| < \frac{1{,}5}{26} = 5{,}75\ \% \text{ environ.}$$

c) Si :

$$\Delta T = 20° K$$

$$\Delta V = 20 \times 1{,}5\, mV = 30\, mV.$$

On aura par exemple :

$$V_{d2} = 0{,}600 - 0{,}030 = 0.570 \text{ volt } (T_2 = 320° K),$$

$$V_{d1} = 0{,}6 \text{ volt } (T_1 = 300° K).$$

*12. – **Échauffement***

Énoncé

A une température ambiante $T_A = 20° C$, on admet qu'une diode au silicium peut dissiper 150 mW. La température maximum de la jonction donnée par le constructeur est fixée à 170° C.

a) Lorsque la température T_A croît de 20° C à 170° C, la puissance maximum dissipable décroît linéairement en sorte qu'à 170° C, la puissance dissipable est nulle. Calculer la résistance thermique de la diode. Tracer la courbe de derating entre 20° C et 170° C, c'est-à-dire la courbe représentant la variation de la puissance dissipable maximum en fonction de la température.

b) Quelle est la puissance dissipable maximum à $T_A = 100° C$.

Solution

(voir fig. I-8)

a) On a :

$$T_j - T_A = R_{th} \cdot P_D$$

si :

$$T_A = 20° C \text{ et } P_D = 150\, mW,$$

on a :

$$T_j = 170° \text{ C},$$

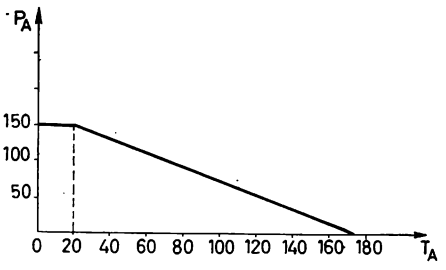


FIG. I-8.

par suite :

$$170 - 20 = R_{th} \cdot 150.10^{-3}$$

soit :

$$R_{th} = \frac{150}{150} 10^3 = 1000° \text{ C/watt}.$$

L'équation de la droite de derating est donnée par :

$$170 - T_A = 1000 \cdot P_D.$$

Soit :

$$P_D = \frac{170 - T_A}{1000}.$$

b) Si $T_A = 100°$ C, on a immédiatement :

$$P_D = \frac{170 - 100}{1000} \text{ watt} \quad \text{soit} \quad 70\ m\text{W}.$$

13. – Échauffement. Détermination de R_{FA}

ÉNONCÉ

Pour une diode de redressement, on donne la température de jonction maximum $T_j = 170°$ C. On connaît R_{JB} et R_{BF};

$$R_{JB} = 2° \text{ C/watt} \quad , \quad R_{BF} = 1° \text{ C/watt}.$$

En régime établi, dans le sens passant on obtient pour cette diode:

$$V_d = 1 \text{ volt} \quad \textit{avec} \quad I_d = 10 \text{ Ampères}.$$

On désire que pour $T_A = 60°$ C, T_j ne dépasse pas 150° C. Comment choisir R_{FA}? Quelle est la puissance nécessaire pour atteindre la limite $T_j = 170°$ C? Si V_d ne change pas, quelle est la valeur limite du courant I_d dans ces conditions?

SOLUTION

On a :

$$T_j - T_A = (R_{JB} + R_{BF} + R_{FA}) \cdot P_D$$

avec :

$$P_D = I_d \cdot V_d = 10 \text{ watts.}$$

On veut que :

$$T_j = 150° \text{ C} \qquad \text{pour} \qquad T_A = 60° \text{ C,}$$

d'où :

$$150 - 60 = (3 + R_{FA}) \cdot 10$$

$$R_{FA} = \frac{60}{10} = 6° \text{ C/watt}$$

et :

$$R_{th} = 9° \text{ C/watt.}$$

On veut cette fois que :

$$170 - 60 = 9 \cdot P_D \qquad \text{d'où} \qquad P_D = \frac{110}{9} \text{ watts}$$

d'où $I_d = \frac{110}{9}$ ampères soit 12,2 ampère environ.

*14. – **Emballement***

Énoncé

Une diode est utilisée en redressement. Pour simplifier on admet que dans le sens passant on impose à la diode un créneau de courant de 10 A sous une chute de 1 volt. Dans le sens bloquant, on impose un créneau de tension $V_i = 10.000$ volts et le courant:

$$I_i = I_s = 10 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad 100° \text{ C} < T_j \leqslant 120° \text{ C,}$$

$$I_i = I_s = 100 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad 140° \text{ C} \leqslant T_j \leqslant 150° \text{ C.}$$

En d'autres termes, quand la diode est passante, le courant est constant durant la période de conduction; et la tension V_i est constante durant la période de blocage. La fréquence de fonctionnement est suffisamment basse pour que la diode ait le temps d'atteindre son équilibre à l'intérieur d'une des 2 périodes.

a) On admet que $R_{th} = 10° C/watt$, $T_A = 50° C$, $k = \frac{1}{6}$. Y a-t-il emballement ?

b) On veut que $T_j \leqslant 120° C$, comment choisir R_{th} et R_{fa} si $R_{jb} + R_{bf} = 3° C/W$. Y a-t-il emballement?

SOLUTION

a) On calcule d'abord T_j en période passante :

$$T_j = T_A + R_{th} \cdot P_D = T_A + R_{th} \cdot V_d \cdot I_d$$

soit :

$$T_j = 50 + 10 \times 10 = 150° \text{ C},$$

par suite :

$$I_i = 100 \ \mu\text{A}.$$

Il reste à calculer :
$k \cdot V_i I_i R_{th}$ pendant la période de blocage. Tout au début de cette période, la jonction qui vient de dissiper 10 watts durant le créneau de conduction, est à 150° C. Il faut donc prendre pour le calcul :

$$I_i = 100 \ \mu\text{A} = 10^{-4}$$

$$k \cdot V_i I_i R_{th} = \frac{1}{6} \cdot 10^4 \cdot 10^{-4} \cdot 10 = \frac{10}{6} = 1{,}67$$

donc supérieur à un.

Par conséquent la diode s'emballe.

b) Pour éviter l'emballement, on va diminuer la résistance thermique, pour baisser la température de jonction.

Si on se propose d'obtenir $T_j = 120°$ C, il faut résoudre :

$$120 - 50 = R_{th} \cdot P_D = R_{th} \, 10$$

donc :

$$R_{th} = 7° \text{ C/W};$$

et cette fois :

$$I_i = I_s = 10 \ \mu\text{A}.$$

Comme :

$$R_{jb} + R_{bf} = 3° \text{ C/W},$$

on fera :

$$R_{fa} = 4° \text{ C/W}.$$

Évaluons à nouveau $kV_iI_i R_{th}$

$$\frac{1}{6} \cdot 10^4 \cdot 10^{-5} \cdot 7 = \frac{0{,}7}{6} = 0{,}12 \text{ environ}.$$

Cette fois l'emballement a disparu.

La puissance dissipée en inverse est très faible au départ :

$$P_i = V_i I_i = 10^4 \cdot 10^{-5} = 0{,}1 \text{ watt},$$

la jonction va donc se refroidir, et elle va atteindre pratiquement la température ambiante. En effet le calcul de la température de jonction donne :

$$T_j = T_a + R_{th} \cdot P_i = 50° \text{ C} + 7 \times 0{,}1 = 50{,}7° \text{ C}.$$

Ainsi, on voit que l'épreuve la plus pénible pour une diode de redressement consiste à lui appliquer successivement un régime de conduction et un régime de blocage. On se place ainsi dans les conditions les plus propices à l'emballement.

15. – *Diode Zener. Calcul d'un circuit de stabilisation*

Énoncé

On se propose d'utiliser une diode Zener présentant les caractéristiques suivantes:

$$V_z = 6 \text{ volts} \quad \text{et} \quad r_z = 10 \text{ ohms} \quad \textit{pour} \quad I_z \geqslant 10 \text{ mA}.$$

Le courant I_z ne doit pas dépasser 50 mA.

$$I_{zM} \leqslant 50 \text{ mA}.$$

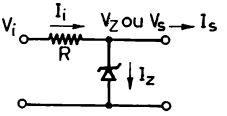


FIG. I-9.

a) Le circuit de stabilisation à réaliser répond au schéma figure I-9. Le courant absorbé par l'utilisation est nul. La valeur minimum de la tension d'entrée V_{im} est égale à 12 volts. Comment choisir R pour obtenir $I_z \geqslant 10$ mA?

b) Avec la valeur de R choisie, quelle est la valeur maximum V_{iM} de la tension d'entrée qui ne doit pas être dépassée?

Solution

a) Si $I_s = 0$, on a :

$$I_z = I_i = \frac{V_i - V_z}{R},$$

à la limite :

$$I_{zm} = \frac{V_m - V_z}{R},$$

donc :

$$R = \frac{V_{im} - V_z}{I_{zm}} = \frac{12 - 6}{10 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ ohms}.$$

En fait, il faut choisir :

$$R \leqslant 600 \text{ ohms, si on veut } I_z \geqslant 10 \text{ mA}.$$

Nous retiendrons R = 600 ohms.

$$I_{zM} = \frac{V_{iM} - V_z}{R} \quad \text{à la limite}$$

soit encore :

$$V_{iM} = RI_{zM} + V_z = 600 \cdot 50.10^{-3} + 6,$$

$$V_{iM} = 36 \text{ volts.}$$

Dans le cas le plus général, il faut satisfaire à la fois à :

$$R < \frac{V_{im} - V_z}{I_{zm}},$$

pour assurer une bonne stabilisation, et à :

$$R > \frac{V_{iM} - V_z}{I_{zM}},$$

pour éviter la destruction de la diode. On doit avoir si $I_s = 0$

$$\frac{V_{iM} - V_z}{I_{zM}} < R < \frac{V_{im} - V_z}{I_{zm}}.$$

16. – Performances dynamiques d'une diode Zener

Énoncé

On utilise la diode précédente dans le circuit de stabilisation figure I-9. On rappelle que:

$$V_z = 6 \text{ volt} \quad , \quad r_z = 10 \text{ ohms} \quad , \quad I_{zm} = 10 \text{ mA}.$$

a) On donne:

$$R = 470 \text{ ohms} \quad , \quad V_{im} = 12 \text{ volts},$$

quelle est la valeur maximum du courant de sortie I_{sM} que le circuit peut débiter sur une charge.

b) La tension d'entrée varie entre 12 et 15 volts, quelle est la variation de la tension de sortie $V_s = V_z$ sachant que le courant de sortie reste constant.

c) Le courant I_s varie de 0 à 2 mA, quelle est la variation correspondante de V_s, la tension d'entrée V_i restant inchangée?

Solution

a) On a :

$$I_i = I_z + I_s$$

$$V_i - V_z = R\,(I_z + I_s).$$

Aux conditions limites on aura :

$$V_{im} - V_z = R\,(I_{zm} + I_{SM})$$

soit :

$$12 - 6 = 470\,(.\ 10.10^{-3} + I_{SM})$$

$$I_{SM} = \frac{6 - 4{,}7}{470} = 2{,}75\ .\ 10^{-3}\ A$$

ou $2{,}75\ m$A.

b) Le circuit équivalent représenté figure I-10, va permettre d'établir les relations entre les variations de tension et de courant ΔV_S, ΔI_S et ΔV_i.

Si $\Delta I_S = 0$ on a :

$$\Delta V_S = \Delta V_i\ .\ \frac{r_z}{R + r_z}\ .$$

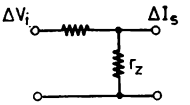


FIG. I-10.

Si $\Delta V_i = 0$ on a :

$$\Delta V_S = -\frac{r_z\,R}{r_z + R}\ .\ \Delta I_S.$$

Posons :

$$F_o = \frac{r_z}{R + r_z} \qquad \text{facteur de régulation,}$$

$$R_o = \frac{r_z\,R}{r_z + R} \qquad \text{résistance interne.}$$

En présence des 2 variations ΔI_S et ΔV_i simultanées on doit écrire :

$$\Delta V_S = F_o\,\Delta V_i - R_o\,\Delta I_S.$$

On trouve :

$$F_o = \frac{10}{470 + 10} = \frac{10}{480}\ .$$

Si :

$$\Delta I_S = 0 \quad , \quad \Delta V_i = + 3 \text{ volts,}$$

on aura :

$$\Delta V_S = \frac{10}{480} \times 3 = \frac{1}{16} \text{ volt ou } + 62{,}5\ m\text{V.}$$

c) On trouve :

$$R_o = \frac{10 \times 470}{470 + 10} = 10 \text{ ohms environ}$$

pratiquement $R_o = r_z$.

Si $\Delta V_i = 0$:

$$\Delta V_S = - R_o\,\Delta I_S = - 10.2.10^{-3} = - 20\ m\text{V.}$$

17. – Capacités de jonction

ÉNONCÉ

On admet que $C_T = \frac{A}{\sqrt{V}}$, *et pour* $V = 10$ *volts,* $C_T = 10$ *pf. Quelle est la valeur de* C_T *pour* $V = 20$, *5 et 2 volts?*

RÉPONSE

On a d'abord :

$$10 \cdot 10^{-12} = \frac{A}{\sqrt{10}} \quad , \quad \text{donc :} \quad A = \sqrt{10} \cdot 10^{-11}.$$

Par suite :

$$C_T = \frac{\sqrt{10} \cdot 10^{-11}}{\sqrt{V}} \text{ F} \qquad \text{ou} \qquad \frac{10 \cdot \sqrt{10}}{\sqrt{V}} \text{ pf.}$$

On trouve :

pour V = 20 volts , $C_T = \frac{10}{\sqrt{2}}$ ou 7 *pf* environ

pour V = 5 volts , $C_T = 10.\sqrt{2}$ ou 14 *pf* environ

pour V = 2 volts , $C_T = 10.\sqrt{5}$ ou 22,3 *pf* environ

18. – Application de la diode Varicap

ÉNONCÉ

On se propose d'utiliser la capacité C_T *d'une diode Varicap dans l'accord d'un circuit constitué d'une self L en parallèle sur une capacité* C_1. *(fig. I-11). La capacité* γ *a pour rôle essentiel de séparer le circuit L,* C_1 *du circuit* C_T, *R du point de vue continue. Sa valeur est suffisamment élevée pour présenter un court-circuit à la fréquence de fonctionnement considéré.*

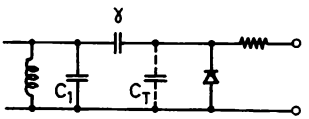


FIG. I-11.

La valeur de C_T *est modifiable en agissant sur la tension continue* V_i *de polarisation dans le sens bloquant.*

De plus une résistance R de polarisation est insérée entre la diode Varicap et la source de tension pour éviter d'amortir le circuit d'accord L, C_1; *car R se met pratiquement en parallèle sur l'ensemble accordé. R est suffisamment élevé.*

a) On donne pour $V_i = 10$ *volts,* $C_T = 20\,pf$ *et* $C_1 = 70\,pf$, $L = 90\ \mu H$. *Calculer la fréquence d'accord* f_o.

b) On suppose que:

$$\frac{\Delta V_i}{V_i} = \pm \frac{1}{10},$$

calculer la variation ΔC_T *correspondante sachant que:*

$$C_T = \frac{A}{\sqrt{V}}.$$

c) Évaluer la relation entre ΔC_T *et* $\frac{\Delta f_o}{f_o}$ *et calculer* Δf_o.

SOLUTION

a) On a :

$$L\,(C_1 + C_T)\,\omega_o^2 = 1$$

donc :

$$L\,(C_1 + C_T) = 90.10^{-6} \cdot 90.10^{-12} = 81.10^{-16},$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{1}{81 \cdot 10^{-16}}} = \frac{100}{18\,\pi}\,10^6\ Hz,$$

soit :

$$f_o = 1{,}77\ MHz \text{ environ.}$$

b) On a :

$$C_T = \frac{A}{\sqrt{V}},$$

$$\frac{\Delta C_T}{C_T} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta V}{V} = \mp \frac{0{,}1}{2} = \mp\, 0{,}05$$

donc :

$$\Delta C_T = \mp\, 0{,}05 \cdot 20 = \mp\, 1\ pf,$$

pour :

$$\Delta V = \pm\, 1 \text{ volt} \quad , \quad \Delta C_T = \mp\, 1\ pf.$$

Différentions la relation :

$$L \cdot (C_1 + C_T) \cdot \omega_o^2 = 1,$$

$$\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta\,(C_1 + C_T)}{C_1 + C_T} + 2 \cdot \frac{\Delta\omega_o}{\omega_o} = 0,$$

comme :

$$\frac{\Delta L}{L} = 0 \quad , \quad \Delta C_1 = 0,$$

$$\frac{\Delta C_T}{C_1 + C_T} = -2 \cdot \frac{\Delta f_o}{f_o},$$

L'application numérique donne :

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta C_T}{C_1 + C_T} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\mp 10^{-12}}{90 \cdot 10^{-12}},$$

$$\frac{\Delta f_o}{f_o} = \pm \frac{1}{180} \quad , \quad \Delta f_o = \pm \frac{1{,}77 \cdot 10^6}{180},$$

donc :

$$\Delta f_o = \pm 9800 \text{ Hz} \qquad \text{pour} \qquad \Delta V = \pm 1 \text{ volt.}$$

CHAPITRE II

TRANSISTORS - JONCTIONS

§ 1 – RAPPEL DES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES PRINCIPALES

1. – Caractéristiques idéales

Le transistor-jonction est constitué de 2 jonctions qui prises isolément jouissent des propriétés énoncées au chapitre I. Cependant la jonction d'entrée, placée entre l'émetteur E et la base B′ est normalement polarisée dans le sens passant; la jonction de sortie, située entre le collecteur C et la base B′ est normalement polarisée dans le sens bloquant.

La proximité des 2 jonctions ou encore la faible épaisseur de la base permet au collecteur de capter la plus grande partie des porteurs émis de l'émetteur vers la base.

Le cas idéal est celui où le courant imposé à l'entrée, c'est-à-dire à l'émetteur I_E se retrouve intégralement en sortie sur le collecteur.

La figure II-1 donne une représentation mettant en évidence les 2 diodes d'un transistor P-N-P ou N-P-N.

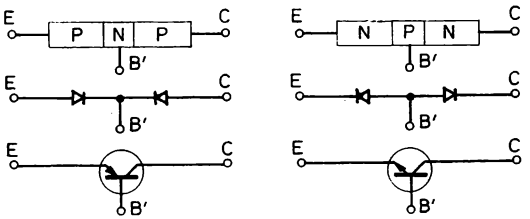


FIG. II-1.

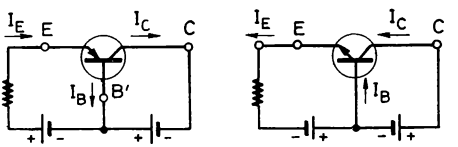


FIG. II-2. — *Schémas simples de polarisation.*

La figure II-2 représente deux schémas simples de polarisation ainsi que

les sens réels de parcours des courants émetteur et collecteur, et du courant I_B passant par la base.

Pour un transistor idéal, on aura les relations suivantes entre courants et tension :

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co}, \tag{II-1}$$

$$I_B = I_E - I_C, \tag{II-2}$$

$$I_E = I_{Eo} \cdot e^{\frac{qV_{EB'}}{KT}}. \tag{II-3}$$

I_{Co} est le courant inverse de la jonction collecteur-base polarisée dans le sens bloquant. Il est de même nature que le courant $I_i = I_s$ relatif aux diodes.

2. – *Transistor non idéal, ou transistor vrai*

Le transistor vrai (fig. II-3) est constitué du transistor idéal et de deux résistances r_B et r_C.

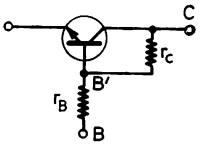


FIG. II-3.

r_B est la résistance de base insérée entre B' et B,

r_C est la résistance collecteur-base.

En fait, bien sûr, les 3 électrodes accessibles sont E, B, C et non E, B', C, on appelle parfois B', la base intrinsèque.

Ainsi on obtiendra la caractéristique d'entrée en évaluant à chaque instant :

$$V_{EB} = V_{EB'} + r_B \cdot I_B = V_{EB'} + r_B (I_E - I_C), \tag{II-4}$$

Quant à la caractéristique de sortie elle devient :

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co} + \frac{V_{CB'}}{r_C}, \tag{II-5}$$

Mais $V_{CB'}$ et V_{CB} peuvent être confondues pratiquement.

Si au lieu de s'imposer le courant I_E, on s'impose le courant de base :

$$I_B = I_E - I_C,$$

on trouve :

$$I_C = \beta_o I_B + I'_{Co} + \frac{V_{CE}}{\rho_C}. \tag{II-6}$$

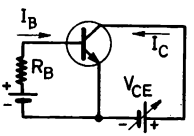


FIG. II-4.

Le relevé de la caractéristique de sortie peut s'effectuer à partir du schéma de polarisation indiqué figure II-4, où les références de potentiel sont prises par rapport à l'émetteur et non par rapport à la base comme dans le cas précédent.

Les relations que nous avons écrites concernent les valeurs absolues des grandeurs. Elles sont valables quel que soit le type de transistor P-N-P ou N-P-N.

*3. – **Polarisation***

Le circuit de polarisation élémentaire est donné figure II-5. Il met en œuvre deux sources de polarisation :

— une source d'entrée E_B pour obtenir le courant I_E recherché,

— une source de sortie E_C pour obtenir la différence de potentiel V_{CE} désirée.

Pour effectuer le calcul du courant I_E, on utilise les relations simplifiées :

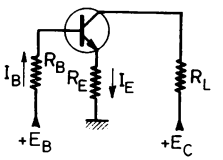


FIG. II-5.

$$I_C = \alpha_o I_E,$$

$$I_B = (1 - \alpha_o) I_E.$$

On suppose par ailleurs connue la chute de tension V_{BE} pour le courant I_E que l'on se propose d'obtenir.

La valeur du courant I_E est donnée par :

$$I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E + R_B (1 - \alpha_o)}. \qquad \text{(II-7)}$$

En posant :

$$G_B = \frac{1}{R_B},$$

$k_T = R_E \cdot G_B$ taux de contre-réaction statique,

$J_B = G_B (E_B - V_{BE})$ injecteur de courant d'entrée,

on trouve :

$$I_E = \frac{I_B}{1 - \alpha_o + k_T}. \qquad \text{(II-8)}$$

Il apparaît après cela logique d'introduire une notion de gain statique, tenant compte de la résistance de source R_B.

Nous conviendrons d'appeler :

$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_o + k_T}, \qquad \text{(II-9)}$$

gain statique composite du montage.

La formule (II-8) devient alors :

$$I_E = \beta_T \cdot J_B.$$

Pour donner une signification physique au gain statique composite β_T, considérons le montage de la figure II-6, à l'entrée duquel est appliquée une variation du courant Δi entraînant une variation du courant émetteur ΔI_E.

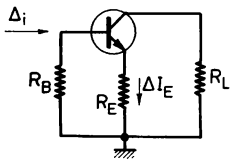


FIG. II-6.

Comme nous ne nous intéressons uniquement qu'aux variations de courant, nous avons remplacé les sources E_B et E_C du schéma de la figure II-5, par le potentiel de référence de l'émetteur c'est-à-dire la masse.

En admettant que $\Delta V_{BE} = 0$, on trouve :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta_i. \qquad \text{(II-10)}$$

On peut montrer également que si :

$$\beta_o = \frac{1}{1 - \alpha_o} \quad , \quad \beta_T = \frac{\beta_o}{1 + k_T \cdot \beta_o}. \qquad \text{(II-11)}$$

Ainsi β_T est bien le gain en courant résultant d'une contre-réaction de taux k_T apporté par le montage sur le gain en courant disponible β_o.

C'est le gain en courant utilisable.

Si la source de tension E_B subit une variation ΔE_B, la variation de courant ΔI_E qui en résulte sera définie par

$$\Delta I_E = S_{TB} \cdot \Delta E_B. \qquad \text{(II-12)}$$

S_{TB} étant la pente statique composite relative à la source de polarisation E_B.

En dérivant $I_E = \beta_T \cdot J_B$ par rapport à E_B, on trouve :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta J_B = \beta_T G_B \cdot \Delta E_B,$$

d'où il résulte :

$$S_{TB} = \beta_T \cdot G_B. \qquad \text{(II-13)}$$

Comme nous le verrons par la suite, à l'occasion des exercices, les variations des paramètres du transistor α, V_{BE} ou I_{Co} pourront être traduites en variations de courant Δi correspondantes à l'entrée de montage, et la valeur de la dérive ΔI_E pourra être évaluée immédiatement selon (II-10).

4. – Droite de charge en continu

Connaissant le courant I_C ou I_E, il est aisé d'en déduire la tension de polarisation :

$$V_{CE} = E_C - R_L \cdot I_C - R_E \cdot I_E = E_C - (\alpha_o \cdot R_L + R_E) \cdot I_E.$$

En général on confond I_E et I_C dans l'écriture de cette équation, ce qui n'a absolument aucune importance dans la plupart des cas pratiques d'utilisation.

Dans le système de coordonnées V_{CE}, I_C, la courbe représentative de

$$V_{CE} = E_C - (R_L + R_E) \cdot I_C \qquad \text{(II-14)}$$

est la droite de charge en continu D_C (fig. II-7).

Le point de fonctionnement M_0 situé sur cette droite, peut théoriquement prendre les positions extrêmes suivantes :
point bas :

$$I_C = 0 \quad , \quad V_{CE} = E_C.$$

point haut :

$$I_C = \frac{V_{CE}}{R_L + R_E} \quad , \quad V_{CE} = 0.$$

Nous désignerons par I_0, V_0 les coordonnées de M_0.

Pour ne pas dégrader les performances de l'étage amplificateur, on évitera de placer M_0 à proximité de la région de saturation (1) ou de la région des faibles courants (2).

A une température ambiante T_A fixée à l'avance, il est possible de définir une zone dans le système de coordonnées I_C, V_{CE} où la puissance dissipée P_D dépasse la valeur maximum autorisée P_{DM}.

Cette zone est délimitée par l'hyperbole (H) représentative de la fonction

$$I_C = \frac{P_{DM}}{V_{CE}}.$$

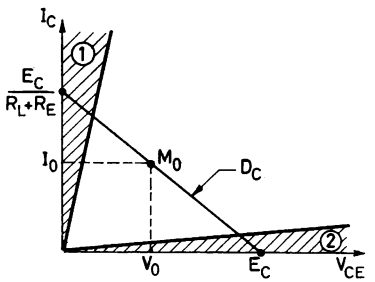


FIG. II-7.

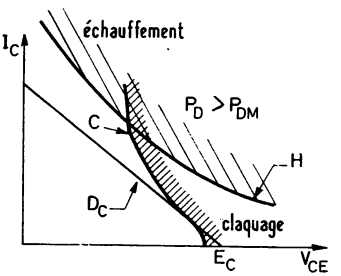


FIG. II-8.

Il importe bien sûr que le point de fonctionnement M_0 ne soit pas situé dans cette zone dangereuse à échauffement élevé.

Il est prudent même que la droite D_C ne la traverse pas, bien que ce ne soit pas absolument indispensable.

Lorsque la température croît, P_{DM} diminue, et l'hyperbole (H) se rapproche de D_C.

Enfin, il faut éviter également que la tension V_{CE} dépasse la tension de claquage du transistor. Cette tension de claquage diminue lorsque le courant I_C augmente.

Dans la figure II-8, la zone de claquage est délimitée par la courbe C. Il est impératif que M_o ne soit pas situé dans cette zone. Il est prudent que D_C ne la traverse pas.

5. — *Récapitulation des formules principales*

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co} \simeq I_E$$
$$I_B = (1 - \alpha_o) I_E - I_{Co} \simeq (1 - \alpha_o) I_E$$
$$I_E = I_{Eo} \cdot e^{q\frac{V_{EB'}}{KT}}$$
$$V_{EB} = V_{EB'} + r_B \cdot I_B$$
$$k_T = R_E G_B$$
$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_o + k_T}$$
$$I_E = \beta_T \cdot G_B \cdot (E_B - V_{BE}) = S_{TB} \cdot (E_B - V_{BE})$$
$$V_{CE} = E_C - (R_L + R_E) I_C \quad (D_C)$$
$$I_C = \frac{P_{DM}}{V_{CE}} \quad (H)$$

§ 2 – EXERCICES COMMENTÉS

1. – *Calcul de courants à I_E constant*

ÉNONCÉ

Dans un transistor P-N-P (fig. II-9) on se propose d'évaluer les courants I_B et I_C en utilisant les caractéristiques idéales. On donne $\alpha_o = 0{,}98$.

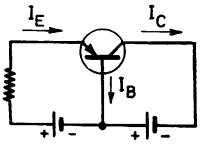


FIG. II-9.

a) On a $I_{co} = 0$, $I_E = 2\ mA$.
Calculer I_C et I_B.
b) A 60° C, on a $I_{co} = 10\ \mu A$.
Évaluer à nouveau I_C et I_B, pour $I_E = 2\ mA$.
c) A 80° C, $I_{co} = 50\ \mu A$. En supposant toujours que $I_E = 2\ mA$, calculer I_C et I_B. Que peut-on dire sur le sens de parcours de I_B?

SOLUTION

a) On part des relations :

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co},$$
$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha_o) I_E - I_{Co},$$

si $I_{Co} = 0$, on trouve :

$$I_C = 1{,}96\ mA \quad , \quad I_B = 0{,}04\ mA,$$

I_C et I_B ayant les sens de parcours indiqués figure II-9.

b) Avec $I_{Co} = 10\ \mu A = 0{,}01\ mA$, on trouve :

$$I_C = 1{,}96 + 0{,}01 = 1{,}97\ mA,$$

$$I_B = 0{,}04 - 0{,}01 = 0{,}03\ mA.$$

c) Avec $I_{Co} = 50\ \mu A = 0{,}05\ mA$, on trouve :

$$I_C = 1{,}96 + 0{,}05 = 2{,}01\ mA,$$

$$I_B = 0{,}04 - 0{,}05 = -\ 0{,}01\ mA.$$

Le sens du courant I_B est donc inversé, ce qui est normal puisque $I_C > I_E$.

Le gain statique $\frac{I_C}{I_E}$ est plus grand que 1. C'est en fait un gain statique apparent.

2. – *Calcul de I_C et I_B à I_E constant. Influence de r_C ;*

Énoncé

Le transistor vrai ne présentant pas une résistance de sortie infinie, on tient compte de cette imperfection en plaçant une résistance r_C entre le collecteur et la base B du transistor idéal. (fig. II-10).

On donne:

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad r_C = 10^6 \text{ ohms.}$$

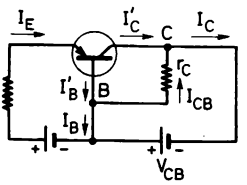


FIG. II-10.

On impose $I_E = 2\ mA$.

a) Sachant que $I_{Co} = 0$, démontrer que:

$$I_C = \alpha_o I_E + \frac{V_{CB}}{r_C},$$

évaluer I_C et I_B pour $V_{CB} = 10$ volts (en valeur absolue).

b) Évaluer à nouveau I_C et I_B pour :

$$I_{Co} = 30\ \mu A \quad , \quad V_{CB} = 10 \text{ volts.}$$

Solution

a) La résistance r_C est parcourue par le courant $I_{CB} = \frac{V_{CB}}{r_C}$. Les sens de parcours des différents courants sont indiqués sur la figure, et il faut considérer la valeur absolue de la tension collecteur-base dans l'écriture de cette équation. Le transistor étant du type P-N-P, la base B est positive par rapport au collecteur C.

Nous avons également :

$$I_C' = \alpha_o I_E,$$

$$I_B' = (1 - \alpha_o) I_E,$$

il vient :

$$I_C = I_C' + I_{CB} = \alpha_o I_E + \frac{V_{CB}}{r_C},$$

$$I_B = (1 - \alpha_o) I_E - I_{CB} = (1 - \alpha_o) I_E - \frac{V_{CB}}{r_C},$$

pour $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{CB} = 10$ volts, $r_C = 10^6$ ohms, $I_E = 2$ *m*A, on trouve :

$$I_{CB} = 10 \cdot 10^{-6} \text{ A} \qquad \text{soit} \qquad 0{,}01 \text{ } m\text{A},$$

par suite :

$$I_C = 1{,}96 + 0{,}01 = 1{,}97 \text{ } m\text{A},$$

$$I_B = 0{,}04 - 0{,}01 = 0{,}03 \text{ } m\text{A}.$$

b) Cette fois nous aurons :

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co} + \frac{V_{CB}}{r_C},$$

$$I_B = (1 - \alpha_o) I_E - I_{Co} - \frac{V_{CB}}{r_C},$$

c'est-à-dire si :

$$I_{Co} = 30 \text{ } \mu\text{A} = 0{,}03 \text{ } m\text{A},$$

$$I_C = 1{,}96 + 0{,}01 + 0{,}03 = 2 \text{ } m\text{A},$$

$$I_B = 0{,}04 - 0{,}01 - 0{,}03 = 0.$$

3. – *Influence de r_B sur V_{CB}*

ÉNONCÉ

Le transistor considéré est constitué du transistor idéal, d'une résistance r_c placée entre C et B', et de la résistance de base r_B.

La figure II-11 donne le réseau représentatif complet du transistor P-N-P pour lequel on a:

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad r_C = 10^6 \text{ ohms} \quad , \quad r_B = 1000 \text{ ohms}.$$

a) On s'impose $I_E = 1$ mA, et on admet que $V_{CB'} = 0{,}1$ volt.

Calculer I'_C, I'_B, I_C, I_B, V_{CB} *dans le cas où* $I_{Co} = 0$ *et dans le cas où* $I_{Co} = 50\mu A$.

b) Le courant I_E *étant imposé, quelle relation existe-t-il entre* $V_{CB'}$, I_{CO} *et* I_E

si $V_{CB} = V_{CB'}$, si $V_{CB} = 0$.

c) Dans le cas où $I_E = 1\ mA$, $I_{CO} = 10\ \mu A$, *quelle est la valeur de* $V_{CB'}$ *pour laquelle*

$$V_{CB} = V_{CB'}.$$

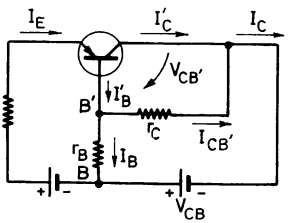


FIG. II-11.

d) Dans le cas où I_{CO} *est négligé* ($I_{CO} = 0$), *on demande la valeur de* $V_{CB'}$ *pour laquelle* $V_{CB} = 0$ *sachant que* $I_E = 50\ mA$.

SOLUTION

(*fig.* II-11)

a) On a :

$$I_{CB'} = \frac{V_{CB'}}{r_C} = 0{,}1 \cdot 10^{-6}\,A = 0{,}0001\ mA.$$

Cas où $I_{Co} = 0$:

$$I'_C = \alpha_o I_E = 0{,}98\ mA,$$

$$I'_B = (1 - \alpha_o)\, I_E = 0{,}02\ mA,$$

$$I_C = I'_C + I_{CB'} = 0{,}9801\ mA \simeq I'_C,$$

$$I_B = I'_B - I_{CB'} = 0{,}0199\ mA \simeq I'_B,$$

$$V_{CB} = V_{CB'} - r_B I_B = 0{,}1 - 0{,}02 = 0{,}08 \text{ volt}.$$

Cas où $I_{Co} = 50\ \mu A$:

$$I'_C = \alpha_o I_E + I_{Co} = 0{,}98 + 0{,}05 = 1{,}03\ mA,$$

$$I'_B = (1 - \alpha_o)\, I_E - I_{Co} = 0{,}02 - 0{,}05 = -0{,}03\ mA,$$

$$I_C = I'_C + I_{CB'} = 1{,}03 + 0{,}0001 = 1{,}03\ mA,$$

$$I_B = I'_B - I_{CB'} = -0{,}03 - 0{,}0001 = -0{,}03\ mA,$$

$$V_{CB} = V_{CB'} - r_B \cdot I_B = 0{,}1 + 0{,}03 = 0{,}13 \text{ volt}.$$

On voit que la valeur absolue de V_{CB} peut être plus petite ou plus grande que celle de $V_{CB'}$ selon la valeur de I_{Co}.

b) On partira des 2 relations :

$$I_C = \alpha_o \cdot I_E + I_{Co} + \frac{V_{CB'}}{r_C},$$

$$V_{CB} = V_{CB'} - r_B \cdot I_B = V_{CB'} - r_B \cdot (I_E - I_C).$$

Éliminons I_C entre les 2 équations, il vient :

$$V_{CB} = V_{CB'} - r_B \cdot \left[I_E - \alpha_o I_E - I_{Co} - \frac{V_{CB'}}{r_C} \right]$$

$$V_{CB} = \left(1 + \frac{r_B}{r_C}\right) V_{CB'} + r_B I_{Co} - r_B (1 - \alpha_o) I_E.$$

Si $V_{CB} = V_{CB'}$ on trouve :

$$\frac{r_B}{r_C} V_{CB'} + r_B I_{Co} = r_B (1 - \alpha_o) I_E,$$

soit :

$$\frac{V_{CB'}}{r_C} + I_{Co} = (1 - \alpha_o) I_E.$$

Si $V_{CB} = 0$,

$$\frac{r_B + r_C}{r_C} \cdot V_{CB'} + r_B I_{Co} = r_B (1 - \alpha_o) I_E,$$

soit :

$$\frac{V_{CB'}}{r_C} + \frac{r_B}{r_C + r_B} \cdot I_{Co} = \frac{r_B}{r_C + r_B} (1 - \alpha_o) \cdot I_E.$$

c) Supposons que $I_E = 1\ mA$, $I_{Co} = 10\ \mu A$:

$$V_{CB} = V_{CB'}$$

si :

$$\frac{V_{CB'}}{10^6} + 10.10^{-6} = 0{,}02 \cdot 10^{-3} = 20.10^{-6}\ A$$

$$\frac{V_{CB'}}{10^6} = 10 \cdot 10^{-6}\ A,$$

on obtient alors :

$$V_{CB'} = 10\ \text{volts} = V_{CB}.$$

d) Si I_{Co} est négligé on a pour $V_{CB} = 0$,

$$\frac{V_{CB'}}{r_C} = \frac{r_B}{r_C + r_B} (1 - \alpha_o) I_E,$$

soit :

$$V_{CB'} = \frac{r_B r_C}{r_C + r_B} (1 - \alpha_0) \cdot I_E,$$

$$V_{CB'} = \frac{10^3 \cdot 10^6}{10^6 + 10^3} 0{,}02\ I_E,$$

ou pratiquement :

$$V_{CB'} = 0{,}02 \cdot 10^3 \cdot I_E \quad \text{si} \quad I_E = 50\ mA \quad , \quad V_{CB'} = 1 \text{ volt.}$$

COMMENTAIRES

Si V_{CB} et $V_{CB'}$ sont très grands, c'est-à-dire de l'ordre de quelques volts, on peut confondre V_{CB} et $V_{CB'}$ dans l'expression du courant I_C à I_E imposé. C'est ce que nous avons fait à plusieurs reprises.

Mais si V_{CB} et $V_{CB'}$ sont faibles, inférieurs au volt, la différence $V_{CB} - V_{CB'}$ n'est plus négligeable, comme cela a été mis en évidence dans l'exercice précédent.

Or la seule grandeur accessible aux mesures est V_{CB}.

Si l'on trace la caractéristique inverse à I_E constant, désigné encore par caractéristique en base commune, ou peut se trouver en présence de 3 situations particulières illustrées succinctement par les tracés de la figure II-12.

Imaginons les caractéristiques (1), (2) et (3) de la figure II-12,a correspondant aux tracés de I_C en fonction de $V_{CB'}$ pour 3 valeurs de I_E

$I_E = 0$, 1 *et* 50 *mA.*

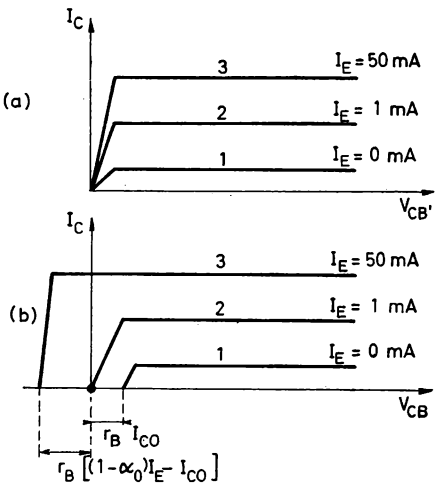


FIG. II-12.

Les 3 tracés se rejoignent à l'origine des axes comme cela est normal.

Que deviennent ces tracés si l'on s'intéresse cette fois à la caractéristique de I_C en fonction de V_{CB} ?

Indépendamment de quelques modifications mineures sur l'allure générale que nous négligerons, on passera:

des tracés (a) aux tracés (b)

en appliquant une translation parallèle à l'axe des tensions de la quantité

$$r_B [I_{Co} - (1 - \alpha_o)\ I_E],$$

et cela dans le sens des V_{CB} croissant.

Ce qui signifie que le tracé sera déplacé vers la droite (translation positive) si

$$I_{Co} > (1 - \alpha_o)\, I_E,$$

et déplacé vers la gauche (translation négative) dans le cas contraire.

La figure II-12,b illustre les 3 cas possibles:

Pour le tracé (1), $I_E = 0$, la caractéristique part de $V_{CB} = r_B \cdot I_{Co}$, donc à droite de l'axe des I_C.

Dans le cas du tracé (2), la caractéristique part de l'origine, ce qui suppose $I_{Co} = (1 - \alpha_o) I_E$.

Enfin pour le tracé (3), la caractéristique est nettement décalée vers la gauche et part de:

$$V_{CB} = -r_B [I_E (1 - \alpha_o) - I_{Co}].$$

On voit donc, que si l'on désire poursuivre des mesures sur un transistor pour des tensions V_{CB} très faibles, on peut être amené à inverser la polarité pour explorer complètement la caractéristique.

Bien entendu, le décalage est d'autant plus marqué que le courant I_E est plus important.

Ces remarques ne se justifient en général que pour les transistors au germanium présentant des tensions de déchet très faibles.

Nous désignons par tension de déchet V_D, la tension minimum collecteur-base de polarisation que l'on doit appliquer pour que le transistor présente du gain.

Dans l'exercice qui suit, en se plaçant dans un cas simple de calcul, on étudie à nouveau le déplacement des caractéristiques dû à r_B, en examinant surtout le lieu des points anguleux des tracés inverses I_C en fonction de V_{CB}.

4. – *Lieu des points anguleux des caractéristiques inverses*

Énoncé

(Fig. II-13)

L'équation des caractéristiques inverses du transistor considéré est donnée par:

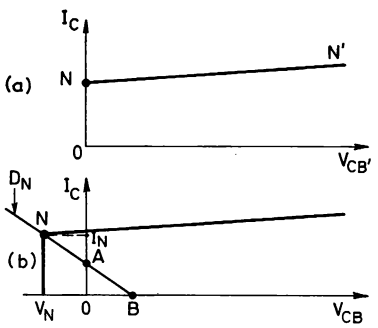


FIG. II-13.

$$I_C = \alpha_o I_E + I_{Co} + \frac{V_{CB'}}{r_C}$$

pour $V_{CB'} > 0$

et:

$$I_C = 0 \qquad \textit{pour} \qquad V_{CB'} \leqslant 0.$$

Ainsi le tracé (fig. II-13,a) est composé d'un segment ON confondu avec l'axe des courants, et d'une demi-droite NN'

a) Dans le système d'axes I_C, V_{CB} le point anguleux N ne se trouve plus nécessairement sur l'axe des courants I_C. Donner les coordonnées I_N et V_N de ce point N

b) Équation de la droite D_N représentant le lieu de N. Déterminer l'intersection de D_N avec l'axe des courants et l'axe des tensions V_{CB}.

SOLUTION

a) Dans le système d'axes I_C, $V_{CB'}$ les coordonnées de N sont :

$$I_N = \alpha_o I_E + I_{Co} \quad , \quad V_N = 0.$$

Dans le système d'axes I_C, V_{CB} les coordonnées de N sont :

$$I_N = \alpha_o I_E + I_{Co},$$

$$V_N = r_B \cdot [I_{Co} - (1 - \alpha_o) I_E].$$

b) En éliminant I_E entre les 2 équations ci-dessus, on obtiendra l'équation de la droite D_N. On trouve :

$$I_N = \alpha_o \cdot \left[\frac{I_{Co}}{1 - \alpha_o} - \frac{V_N}{r_B (1 - \alpha_o)}\right] + I_{Co},$$

$$I_N = \frac{1}{1 - \alpha_o} \cdot \left[I_{Co} - \alpha_o \frac{V_N}{r_B}\right].$$

Cette droite D_N coupe respectivement en B et en A les 2 axes de coordonnées.

Les coordonnées de B sont :

$$I_N = 0 \quad , \quad V_N = r_B \cdot I_{Co} \cdot \frac{1}{\alpha_o}.$$

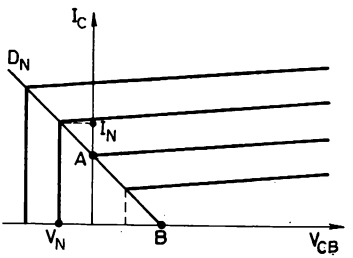


FIG. II-14.

Les coordonnées de A sont :

$$I_N = \frac{I_{Co}}{1 - \alpha_o} \quad , \quad V_N = 0 \qquad \text{(voir fig. II-14)}$$

5. – *Caractéristiques inverses à I_B constant*

ÉNONCÉ

On considère un transistor N-P-N constitué d'un transistor idéal et de la résistance r_C placée entre Collecteur et Base (fig. II-15). On confondra par la suite V_{CB} et $V_{CB'}$, ce qui revient à faire $r_B = 0$. Le courant imposé est le courant de base I_B. On a:

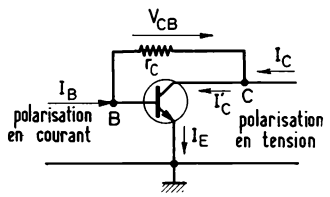


FIG. II-15.

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad r_C = 10^6 \text{ ohms}.$$

a) On suppose que

$$I_{CO} = 0.$$

Calculer I_C et I_E pour $V_{CB} = 2$ volts et pour $V_{CB} = 20$ volts, avec $I_B = 50$ µA.

b) A I_B imposé, donner l'expression de ΔI_C et ΔI_E en fonction de ΔV_{CB}. En déduire la valeur de:

$$\rho_C = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C}$$

en fonction de α_o et r_c.

SOLUTION

a) On part de :

$$I_B = I_E - I_C \quad , \quad I_C = \alpha_o I_E + \frac{V_{CB}}{r_C}.$$

On trouve :

$$I_B = I_E - \alpha_o I_E - \frac{V_{CB}}{r_C},$$

soit :

$$I_E = \frac{I_B}{1 - \alpha_o} + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)},$$

et :

$$I_C = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} I_B + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)}.$$

Pour $V_{CB} = 2$ volts,

$$I_B + \frac{V_{CB}}{r_C} = 50.10^{-6} + \frac{2}{10^6} = 52.10^{-6}\ \text{A},$$

$$I_E = \frac{1}{1 - \alpha_o} \cdot \left[I_B + \frac{V_{CB}}{r_C} \right] = 50 \times 52.10^{-6}\ \text{A},$$

soit :

$$I_E = 2{,}6 \,.\, 10^{-3}\ \text{A} \qquad \text{ou} \qquad 2{,}6\ m\text{A},$$

$$I_C = I_E - I_B = 2{,}6 \,.\, 10^{-3} - 0{,}05 \,.\, 10^{-3} = 2{,}55\ 10^{-3}\ \text{A}$$

soit :

$$2{,}55\ m\text{A}.$$

Pour $V_{CB} = 20$ volts,

$$I_B + \frac{V_{CB}}{r_C} = 50.10^{-6} + \frac{20}{10^6} = 70.10^{-6}\ \text{A},$$

$$I_E = 50 \times 70 \,.\, 10^{-6}\ \text{A} \qquad \text{soit} \qquad 3{,}5\ m\text{A},$$

$$I_C = I_E - I_B = (3{,}5 - 0{,}07) \,.\, 10^{-3}\ \text{A} \qquad \text{soit} \qquad 3{,}43\ m\text{A}.$$

b) On trouve :

$$\Delta I_E = \frac{\Delta I_B}{1 - \alpha_o} + \frac{\Delta V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)} \quad , \quad \text{et si } \Delta I_B = 0$$

$$\Delta I_E = \frac{\Delta V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)},$$

d'autre part comme :

$$\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_C,$$

il s'ensuit que :

$$\Delta I_C = \Delta I_E = \frac{\Delta V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)},$$

puisque nous avons supposé que $\Delta I_B = 0$.

On voit que :

$$\rho_C = \frac{\Delta V_{CB}}{\Delta I_C} = r_C (1 - \alpha_o).$$

A I_B imposé, la résistance apparente de sortie est beaucoup plus faible. Elle est égale à la résistance de sortie en montage base commune r_C divisée par le gain en courant en montage émetteur commun, à peu de chose près :

$$\beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o}.$$

6. – *Montage émetteur-commun (I_{CO} et I'_{CO})*

ÉNONCÉ

On considère un transistor N-P-N polarisé à I_B constant (fig. II-16). On admettra que:

r_C est infini, et que V_{CE} peut être confondu avec V_{CB}.

a) Avec $\alpha_o = 0{,}99$ calculer le courant I_B à imposer à l'entrée pour obtenir:

$I_E = 2\ mA$ *avec* $I_{Co} = 0$ *et* $I_{Co} = 10\ \mu A$.

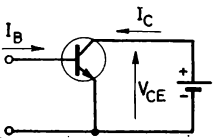


FIG. II-16.

b) En supposant que $I_{CO} = 10\ \mu A$, calculer I_E et I_C pour $I_B = 0$.

c) Si:

$$I_B = 0 \quad , \quad I_C = I'_{Co}.$$

Relation entre I_{Co} et I'_{Co}.

SOLUTION

a) On part de :

$$I_B = I_E - I_C \qquad \text{et} \qquad I_C = \alpha_o I_E + I_{Co}.$$

En remplaçant I_C par $I_E - I_B$ dans la seconde relation on trouve :

$$I_E = \frac{1}{1 - \alpha_o} . (I_B + I_{Co}),$$

soit encore :

$$I_B = (1 - \alpha_o) I_E - I_{Co},$$

avec $I_{Co} = 0$, on trouve :

$$I_B = 0{,}01 . 2 . 10^{-3} \text{ A} = 0{,}02 \text{ } m\text{A},$$

avec :

$$I_{Co} = 10 \text{ } \mu\text{A} = 0{,}01 \text{ } m\text{A},$$

on trouve :

$$I_B = 0{,}02 . 10^{-3} - 0{,}01 . 10^{-3} = 0{,}01 . 10^{-3} \text{ A}$$

soit 0,01 *m*A.

b) Supposons que :

$$I_{Co} = 0{,}01 \text{ } m\text{A} \quad , \quad I_B = 0,$$

$$I_E = 0{,}01 . 10^{-3} \times 100 = 10^{-3} \text{ A},$$

soit :

$$1 \text{ } m\text{A} \qquad \text{et} \qquad I_C = I_E = 1 \text{ } m\text{A}.$$

c) On trouve :

$$I_C = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} I_B + \frac{I_{Co}}{1 - \alpha_o},$$

si :

$$I_B = 0 \quad , \quad I_C = I_{Co}' = \frac{I_{Co}}{1 - \alpha_o}.$$

7. – *Montage émetteur-commun (r_C et ρ_C)*

ÉNONCÉ

Le transistor N-P-N considéré présente une résistance r_c de sortie, placée entre base et collecteur (fig. II-17). On admet que:

$$V_{CE} = V_{CB'} = V_{CB}.$$

Dans ce type de montage dit à émetteur-commun, le courant d'entrée I_B est imposé.

FIG. II-17.

a) En appelant i le courant traversant r_C, évaluer tout d'abord pour $I_{CO} = 0$; i, I_C et I_B en fonction de V_{CB} et I_E.

b) Établir la relation existant entre

$$I_C \quad , \quad V_{CB} \quad \text{et} \quad I_B \quad \textit{pour} \quad I_{Co} = 0.$$

Calculer I_C pour:

$$\alpha_o = 0{,}99 \quad , \quad r_C = 2.10^6 \text{ ohms} \quad , \quad V_{CB} = V_{CE} = 10 \text{ volts}$$

$$I'_B = 10\ \mu A.$$

En déduire I_B, et évaluer également I'_C, (I'_C, I'_E, I'_B sont les courants du transistor idéal).

SOLUTION

a) $$i = \frac{V_{CB}}{r_C} \quad \text{si} \quad V_{CB} = V_{CE} \quad , \quad i = \frac{V_{CE}}{r_C}$$

$$I_C = I'_C + i = \alpha_o \cdot I_E + \frac{V_{CB}}{r_C},$$

$$I_B = I'_B - i = (1 - \alpha_o) \cdot I_E - \frac{V_{CB}}{r_C}.$$

b) On a :

$$(1 - \alpha_o) I_E = I_B + \frac{V_{CB}}{r_C},$$

$$I_E = \frac{I_B}{1 - \alpha_o} + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)},$$

$$I_C = \alpha_o \cdot \left[\frac{I_B}{1 - \alpha_o} + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)}\right] + \frac{V_{CB}}{r_C} = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \cdot I_B + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)}$$

$$I'_E = I_E = \frac{I'_B}{1 - \alpha_o} = 100 \cdot 10.10^{-6} = 10^{-3}\ A = 1\ mA,$$

$$I'_C = 0{,}99\ mA \qquad I'_B = 0{,}01\ mA,$$

$$i = \frac{V_{CB}}{r_C} = \frac{10}{2 \cdot 10^6} A = 0{,}005\ mA,$$

$$I_B = I'_B - i = 0{,}01\ mA - 0{,}005\ mA = 0{,}005\ mA,$$

$$I_C = I'_C + i = 0{,}99\ mA + 0{,}005\ mA = 0{,}995\ mA,$$

I_E et I'_E sont identiques.

On pourrait calculer I_C directement à partir de :

$$I_C = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} \cdot I_B + \frac{V_{CB}}{r_C (1 - \alpha_o)},$$

avec :

$$I_B = 0{,}005\ mA \quad , \quad \beta_o = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o} = 99$$

$$r_C (1 - \alpha_o) = 20.000 \text{ ohms} = \rho_C.$$

8. – *Caractéristiques à I_E constant (V_{CE} et $V_{CB'}$) Exercice graphique*

ÉNONCÉ

L'équation de la caractéristique inverse à I_E constant s'écrit:

$$I_C = \alpha_o I_E + \frac{V_{CB'}}{r_C} + I'_{Co} \text{ (pour } V_{CB'} > 0)$$

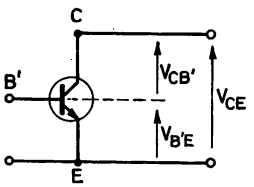


FIG. II-18.

où $V_{CB'}$ est la différence de potentiel appliquée entre collecteur et base intrinsèque B'. Pour obtenir V_{CE}, il faut tenir compte de la chute de tension $V_{B'E}$ (fig. II-18),

$$V_{CE} = V_{B'E} + V_{CB'}.$$

On admet par ailleurs que:

$$I_E = I_{Eo} . e^{q \frac{V_{B'E}}{KT}}$$

a) Le point de fonctionnement du transistor peut être déterminé assez complètement au moyen de 2 points placés sur deux courbes, dont l'une représente I_C à I_E constant (courbe C_1) et l'autre I_E en fonction de $V_{B'E}$ (courbe C_3).

On représente C_1 dans le premier quadrant, et la courbe C_3 dans le troisième quadrant, en utilisant l'axe des tensions pour porter $V_{CB'}$ à droite de l'origine et $V_{B'E}$ à gauche (fig. II-19).

De même sur l'axe des courants, I_C est porté sur l'axe supérieur et I_E sur l'axe inférieur.

En partant de C_3, il est possible de déterminer des courbes représentatives de I_C en fonction de $V_{B'E}$, telles que C_2 ou C'_2 ; C_2 correspondant à $V_{CB'} = 0$, et C'_2 à une valeur donnée de $V_{CB'}$. Bien entendu on utilisera le deuxième quadrant. Expliquer le procédé opératoire

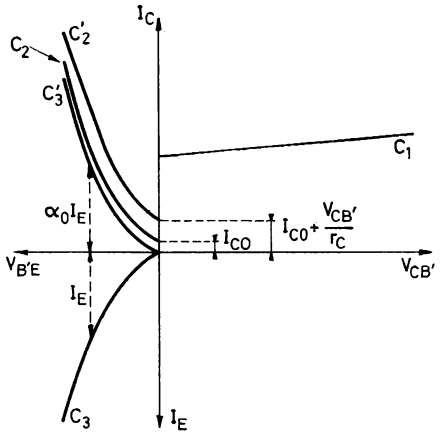


FIG. II-19.

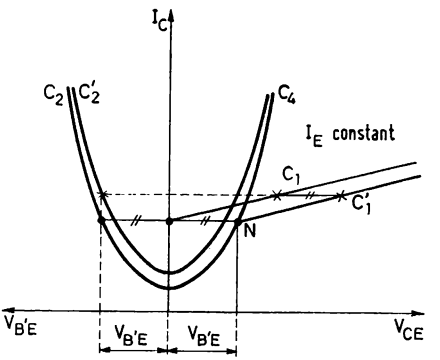


FIG. II-20.

b) En utilisant les tracés C'_2 et C_1, montrer comment on peut obtenir le tracé C'_1 représentent I_C en fonction de V_{CE}. (fig. II-20).

SOLUTION

a) Pour obtenir la fonction représentative de C_2 ou C'_2 dans le système d'axes I_C, $V_{B'E}$ (fig. II-19) on peut partir de :

$$I_C = \alpha_0 I_E + \frac{V_{CB'}}{r_C} + I_{Co},$$

et remplacer I_E par son expression en fonction de $V_{B'E}$, d'où :

$$I_C = \alpha_0 I_{Eo} \cdot e^{\frac{qV_{B'E}}{KT}} + \frac{V_{CB'}}{r_C} + I_{Co}.$$

On commence par tracer la courbe C'_3 représentant :

$$\alpha_0 I_{Eo} \cdot e^{q\frac{V_{B'E}}{KT}},$$

qui au coefficient α_0 près se déduit de C_3 au moyen d'une symétrie par rapport à l'axe $V_{B'E}$.

En effectuant sur C_3' une translation de valeur I_{Co} parallèlement à l'axe des courants I_C, on obtient le courbe C_2.

En effectuant une translation de valeur $I_{Co} + \frac{V_{CB'}}{r_C}$ on obtient une courbe telle que C_2'.

Il y a autant de courbes C_2' que de valeurs $V_{CB'}$ considérées.

b) Partons des tracés C_2 et C_1. La figure II-20 illustre le procédé opératoire. Pour obtenir la courbe C_1', ou du moins sa partie initiale, il suffit d'appliquer à C_1 une translation parallèlement à l'axe des tensions de la valeur $V_{B'E}$ correspondant au courant I_C choisi sur C_2. On voit que le lieu des points anguleux N se trouvera sur une courbe exponentielle C_4 déduite de C_2 au moyen d'une symétrie par rapport à l'axe des courants I_C.

Commentaires

Il est évident que les caractéristiques inverses I_C en fonction de $V_{CB'}$ ou de V_{CE}, ne se présentent pas sous forme de portions de droite.

Si on explore la caractéristique, en partant des valeurs de V_{CE} élevées pour se rapprocher des valeurs de V_{CE} faibles, on passe de manière progressive de la région normale de fonctionnement à la région de saturation où le gain en courant α_o disparaît.

Ces réserves sur les hypothèses faites à l'exercice précédent, étant précisées, il importe de souligner le résultat essentiel qui a été obtenu à savoir:

les caractéristiques inverses I_C en fonction de V_{CE} sont toujours situées à droite de l'axe des courants,

et sont décalées du côté des V_{CE} croissant d'un peu plus de la valeur $V_{B'E}$, par rapport aux caractéristiques inverses en fonction de $V_{CB'}$.

Si maintenant, on s'intéresse aux tracés à I_B constant, le procédé graphique préconisé ne peut être employé; par contre un des derniers résultats obtenus demeure, à savoir la translation vers la droite des tracés I_C en fonction de $V_{CB'}$, pour aboutir aux tracés I_C en fonction de V_{CE}.

En particulier les points anguleux N se situent sur une courbe C_4 similaire.

Précisons également que dans l'exercice on a supposé que I_E ne dépend que de $V_{B'E}$. Or ceci n'est pas tout à fait exact. L'influence de $V_{CB'}$ n'est pas absolument négligeable dans certains cas.

9. – *Polarisation en base commune*

Énoncé

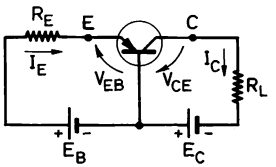


Fig. II-21.

On considère le montage de polarisation indiqué figure II-21, utilisant un transistor au germanium P-N-P.

On donne:

$$\alpha_o = 0{,}975 \quad , \quad I_{Co} = 10\ \mu A$$

$$E_B = E_C = 5 \text{ volts.}$$

a) Sachant que $V_{EB} = 0{,}1$ volt pour $I_E = 1{,}4$ mA, déterminer R_E de façon à obtenir effectivement $I_E = 1{,}4$ mA.

b) Calculer I_C *en négligeant* $\frac{V_{CB}}{r_C}$. *En déduire* I_B.

c) Avec $R_L = 2\,k\Omega$, *calculer* V_{CB} *et* V_{CE}.

SOLUTION

a) On a :

$$I_E = \frac{E_B - V_{EB}}{R_E} \text{ soit } R_E = \frac{E_B - V_{BE}}{I_E} ;$$

$$E_B - V_{BE} = 5 - 0{,}1 = 4{,}9 \text{ volts.}$$

$$I_E = 1{,}4 \cdot 10^{-3} \text{ A,}$$

donc :

$$R_E = \frac{49}{1{,}4}\, 10^3 = 3.500 \text{ ohms}$$

b) $I_C = \alpha_o I_E + I_{Co} = 1{,}365 + 0{,}01 = 1{,}375\ mA$

$I_B = (1 - \alpha_o) I_E - I_{Co} = 0{,}035 - 0{,}01 = 0{,}025\ mA$

c) $V_{CB} = E_C - R_L \cdot I_C = 5 - 2{,}75 = 2{,}25$ volts

$V_{CE} = V_{CB} + V_{EB} = 2{,}25 + 0{,}10 = 2{,}35$ volts.

10. – ***Polarisation de deux transistors en parallèle sur la charge***

ÉNONCÉ

Deux transistors Q_1 *et* Q_2 *sont chargés par une résistance commune de valeur* R_L *(fig. II-22). Ils sont du type N-P-N.*

Les 2 sources de tension utilisées ont pour valeurs:

$E_B = 6$ volts , $E_C = 12$ volts.

Les transistors présentent des caractéristiques communes:

$\alpha_o = 0{,}98$, $I_{Co} = 0$, $V_{BE} = 0{,}6$ volt

pour I_E *compris entre 1 et 2 mA.*

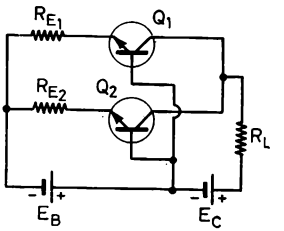


FIG. II-22.

a) Calculer les courants émetteur et collecteur pour $R_{E1} = 4{,}7\ k\Omega$ *et* $R_{E2} = 3{,}3\ k\Omega$ *; on négligera* $\frac{V_{CB}}{r_C}$.

b) Calculer la tension de polarisation commune V_{CB} *pour* $R_L = 1{,}8\ k\Omega$.

SOLUTION

a) On a :

$$I_{E1} = \frac{E_B - V_{BE}}{R_{E1}} = \frac{5{,}4}{4{,}7} \cdot 10^{-3}\,A = 1{,}15\,mA,$$

$$I_{E2} = \frac{E_B - V_{BE}}{R_{E2}} = \frac{5{,}4}{3{,}3} \cdot 10^{-3}\,A = 1{,}64\,mA.$$

$$I_{C1} = \alpha_o \cdot I_{E1} = 1{,}127\,mA,$$

$$I_{C2} = \alpha_o \cdot I_{E2} = 1{,}607\,mA.$$

b) Le courant total I_L traversant la charge est donné par :

$$I_L = I_{C1} + I_{C2} = 2{,}734\,mA,$$

$$R_L I_L = 5 \text{ volts environ},$$

$$V_{CB} = 12 - 5 = 7 \text{ volts}.$$

*11. – **Polarisation à courant constant émetteur***

ÉNONCÉ

Dans le montage de polarisation, (fig. II-23), le collecteur de Q_1 est relié à l'émetteur de Q_2. De cette manière le courant I_{E2} est imposé par Q_1.

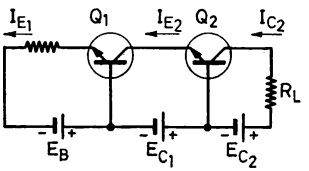


FIG. II-23.

E_{C1} et E_{C2} constituent les sources de polarisation collecteur-base des transistors Q_1 et Q_2. Pour que les diodes base-émetteur et base collecteur de Q_2, fonctionnent correctement il est nécessaire que $E_{C2} > E_{C1}$.

On donne pour Q_1 et Q_2:

$$\alpha_o = \alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98 \quad , \quad V_{BE1} = V_{BE2} = 0{,}70 \text{ volts},$$

$$I_{Co} = 0 \quad , \quad \frac{1}{r_C} = 0.$$

On se fixe pour l'application numérique:

$$E_{C1} = 3 \text{ volts} \quad , \quad E_{C2} = 6 \text{ volts} \quad , \quad E_B = 6 \text{ volts}.$$

$$R_E = 4{,}7\,k\Omega \quad , \quad R_L = 2{,}2\,k\Omega.$$

a) Donner l'expression de I_{E1}, I_{E2}, I_{C2}, V_{CB1}, V_{CB2} en fonction de:

$$E_B,\ V_{BE1},\ V_{BE2},\ R_E,\ \alpha_1,\ \alpha_2,\ E_{C1},\ E_{C2},\ R_L\ ;$$

en se plaçant dans le cas général où

$$\alpha_1 \neq \alpha_2 \qquad \textit{et} \qquad V_{BE1} \neq V_{BE2}.$$

b) Avec les données numériques fournies précédemment, calculer I_{C2} *et* V_{CB2}.

SOLUTION

a) On se place d'abord dans le cas général.

$$I_{E1} = \frac{E_B - V_{BE1}}{R_E},$$

$$I_{E2} = I_{C1} = \alpha_1 \cdot I_{E1} = \alpha_1 \cdot \frac{E_B - V_{BE1}}{R_E},$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{E2} = \alpha_1 \cdot \alpha_2 \cdot \frac{E_B - V_{BE1}}{R_E}.$$

$$V_{CB1} = E_{C1} - V_{BE2},$$

$$V_{CB2} = E_{C2} - R_L \cdot I_{C2} = E_{C2} - \alpha_1\alpha_2 \cdot \frac{R_L}{R_E}(E_B - V_{BE1}).$$

b) L'application numérique donne :

$$I_{C2} = 0{,}98 \cdot 0{,}98 \cdot \frac{6 - 0{,}7}{4{,}7} \cdot 10^{-3}\ \text{A}$$

soit 1,08 *m*A,

$$V_{CB2} = 6 - 2{,}2 \cdot 1{,}08 = 3{,}6 \text{ volts}.$$

12. – *Polarisation à courant constant émetteur (2 étages alimentés en parallèle)*

ÉNONCÉ

Le circuit de polarisation est constitué d'un générateur de courant assuré par Q_1, *alimentant en parallèle les transistors* Q_2 *et* Q_3. *Les courants émetteurs des 2 transistors sont désignés par* I_2 *et* I_3. *(fig. II-24).*

On désignera par α_1, α_2, α_3 *les gains en courant des 3 transistors* Q_1, Q_2, Q_3. *De même les chutes de tension* V_{BE} *de ces trois transistors seront désignées par* V_{BE1}, V_{BE2} *et* V_{BE3}.

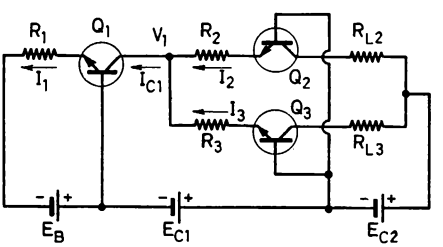


FIG. II-24.

Deux sources de tension collecteur sont utilisées E_{C1}, E_{C2} *et une source de polarisa-tion en courant* E_B *associé à* R_1.

a) On se place d'abord dans des conditions de symétrie parfaite en ce qui concerne les circuits des transistors Q_2 *et* Q_3*; c'est-à-dire que l'on admet:*

$$R_2 = R_3 = R \quad , \quad V_{BE2} = V_{BE3} = V_{BE}.$$

De plus on suppose:

$$I_{Co} = 0 \quad , \quad \frac{1}{r_C} = 0.$$

Donner l'expression de I_1, I_{C1}, I_2, I_3, V_1. *On introduit la conductance* $\frac{1}{G_1} = R_1$; V_1 *est la tension repérée sur le collecteur de* Q_1.

Calculer I_{C1}, I_2, I_3, V_1 *pour:*

$$E_B = 6 \text{ volts} \quad , \quad E_{C1} = 6 \text{ volts} \quad , \quad V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE3} = 0{,}7 \text{ volt},$$

$$\alpha_1 = 0{,}98 \quad , \quad R_1 = 2{,}5 \text{ K} \quad , \quad R_2 = R_3 = R = 1 \text{ K}.$$

b) Les conditions de symétrie n'étant plus réalisées, donner à nouveau les expressions de

$$I_{C1} \quad , \quad I_2 \quad , \quad I_3 \quad , \quad V_1,$$

ainsi que de:

$$\Delta I = I_3 - I_2,$$

en fonction de:

$$\Delta V = V_{BE3} - V_{BE2}.$$

Calculer I_3 *et* I_2 *pour:*

$$E_B = 6 \text{ volts} \quad , \quad E_{C1} = 6 \text{ volts} \quad , \quad R_2 = R_3 = 1 \text{ K}$$

$$\alpha_1 = 0{,}98 \quad , \quad R_1 = 2{,}5 \text{ K} \quad , \quad V_{BE} = 0{,}7 \text{ volt},$$

et:

$$V_{BE2} = 0{,}7 - 0{,}01 \text{ volt},$$

$$V_{BE3} = 0{,}7 + 0{,}01 \text{ volt}.$$

c) En désignant par I_C *la valeur du courant collecteur de* Q_1, *donner l'expression de* I_2 *et* I_3 *en fonction de* $R = R_2$ *ainsi que de* I_C, *de l'écart:*

$$\Delta V = V_{BE3} - V_{BE2},$$

et de l'écart:

$$\Delta R = R_3 - R_2.$$

On supposera ΔR *petit devant* R.

Calculer ΔI dans le cas où:

$$R = 200 \text{ ohms} \quad , \quad \frac{\Delta R}{R} = + \frac{5}{100} \quad , \quad \Delta V = + 10\, mV.$$

Évaluer I_2 et I_3 avec $I_C = 2{,}08\, mA$.

SOLUTION

a) On trouve :

$$I_1 = G_1 \,.\, (E_B - V_{BE1}) \quad , \quad I_{C1} = \alpha_1 \, G_1 \, (E_B - V_{BE1})$$

et en cas de symétrie parfaite :

$$I_2 = I_3 = \frac{I_{C1}}{2} = \frac{\alpha_1 G_1}{2} \,.\, (E_B - V_{BE1})$$

$$V_1 = E_{C1} - V_{BE} - \frac{R}{2} \,.\, \alpha_1 \, G_1 \,.\, (E_B - V_{BE1}).$$

Procédons à l'application numérique :

$$I_{C1} = 0{,}98 \,.\, 4.10^{-4} \,.\, (6 - 0{,}7) = 2{,}08.10^{-3} \text{ A}$$

soit 2,08 *m*A.

$$I_2 = I_3 = 1{,}04\, mA,$$

$$V_1 = E_{C1} - V_{BE} - R \,.\, I_2 = 6 - 0{,}7 - 10^3 \,.\, 1{,}04.10^{-3}$$

$$V_1 = 4{,}26 \text{ volt.}$$

b) On part de :

$$I_{C1} = \alpha_1 \, G_1 \, (E_B - V_{BE1}),$$

$$I_2 = \frac{E_{C1} - V_{BE2} - V_1}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{E_{C1} - V_{BE3} - V_1}{R_3},$$

$$I_2 + I_3 = I_{C1}.$$

On trouve successivement :

$$\frac{E_{C1} - V_{BE2} - V_1}{R_2} + \frac{E_{C1} - V_{BE3} - V_1}{R_3} = I_{C1},$$

$$V_1 = E_{C1} - \frac{R_3 \,.\, V_{BE2} + R_2 \,.\, V_{BE3}}{R_2 + R_3} - \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \,.\, I_{C1},$$

$$V_1 = E_{C1} - \frac{R_3 \,.\, V_{BE2} + R_2 \,.\, V_{BE3}}{R_2 + R_3} - \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} \,.\, \alpha_1 G_1 \, (E_B - V_{BE1}).$$

Les expressions de I_2 et I_2 s'en déduisent, en partant de :

$$I_2 = \frac{E_{C1} - V_{BE2}}{R_2} - \frac{V_1}{R_2},$$

$$I_3 = \frac{E_{C1} - V_{BE3}}{R_3} - \frac{V_1}{R_3},$$

et en remplaçant V_1 par son expression établie plus haut.

On trouve :

$$I_2 = \frac{- V_{BE2} + V_{BE3} + \alpha_1 G_1 . R_3 . (E_B - V_{BE1})}{R_2 + R_3},$$

$$I_3 = \frac{V_{BE2} - V_{BE3} + \alpha_1 G_1 . R_2 . (E_B - V_{BE1})}{R_2 + R_3}.$$

En soustrayant membre à membre on obtient :

$$\Delta I = I_3 - I_2 = 2 . \frac{V_{BE2} - V_{BE3}}{R_2 + R_3} + \frac{R_2 - R_3}{R_2 + R_3} . \alpha_1 G_1 . (E_B - V_{BE1}).$$

Avec les valeurs numériques proposées :

$$\alpha_1 . G_1 . (E_B - V_{BE1}) = 2{,}08\ m\text{A}, \quad \Delta V = 0{,}02 \text{ volt}.$$

Comme $R_2 = R_3 = R = 1$ K ;

$$I_2 = \frac{1}{2} \frac{\Delta V}{R} + \frac{\alpha_1 G_1 (E_B - V_{BE1})}{2},$$

$$I_3 = -\frac{1}{2} \frac{\Delta V}{R} + \frac{\alpha_1 G_1 (E_B - V_{BE1})}{2},$$

soit :

$$I_2 = \frac{1}{2} . 0{,}02 . 10^{-3} + 1{,}04 . 10^{-3} = 1{,}05 . 10^{-3}\ \text{A} \quad \text{ou} \quad 1{,}05\ m\text{A},$$

$$I_3 = -\frac{1}{2} . 0{,}02 . 10^{-3} + 1{,}04 . 10^{-3} = 1{,}03 . 10^{-3}\ \text{A} \quad \text{ou} \quad 1{,}03\ m\text{A}.$$

c) Posons :

$$I_C = \alpha_1 . G_1 . (E_B - V_{BE1}),$$

$$R_2 = R \quad , \quad R_3 = R + \Delta R,$$

$$\Delta V = V_{BE3} - V_{BE2}.$$

On obtient :

$$I_2 = \frac{\Delta V}{2R + \Delta R} + \frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} . I_C,$$

$$I_3 = \frac{- \Delta V}{2R + \Delta R} + \frac{R}{2R + \Delta R} . I_C.$$

Si ΔR est petit devant R, on peut écrire :

$$\frac{1}{2R + \Delta R} = \frac{1}{2R}\left(1 - \frac{\Delta R}{2R}\right) = \frac{1}{2R} - \frac{\Delta R}{4R^2},$$

$$\frac{R + \Delta R}{2R + \Delta R} = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\frac{\Delta R}{R}\right)\left(1 - \frac{\Delta R}{2R}\right) =$$

$$\frac{1}{2} + \frac{\Delta R}{4R} - \left(\frac{\Delta R}{2R}\right)^2 \simeq \frac{1}{2} + \frac{\Delta R}{4R},$$

en négligeant $\left(\frac{\Delta R}{2R}\right)^2$.

$$\frac{R}{2R + \Delta R} = \frac{1}{2}\left(1 - \frac{\Delta R}{2R}\right) = \frac{1}{2} - \frac{\Delta R}{4R},$$

$$\frac{\Delta V}{2R + \Delta R} = \frac{\Delta V}{2R} - \frac{\Delta V \cdot \Delta R}{4R^2} \simeq \frac{\Delta V}{2R},$$

en négligeant $\frac{\Delta V \cdot \Delta R}{4R^2}$.

En définitive, si on ne tient pas compte des termes du second ordre $\left(\frac{\Delta R}{2R}\right)^2$ et $\frac{\Delta V \cdot \Delta R}{4R^2}$, on obtient :

$$I_2 = \frac{\Delta V}{2R} + \frac{I_C}{2} + \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{I_C}{4},$$

$$I_3 = -\frac{\Delta V}{2R} + \frac{I_C}{2} - \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{I_C}{4},$$

$$\Delta I = I_3 - I_2 = -\frac{\Delta V}{R} - \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{I_C}{2},$$

si :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{5}{100} \quad , \quad I_C = 2{,}08\ m\text{A} \quad , \quad R = 200 \text{ ohms} \quad , \quad \Delta V = 10\ m\text{V},$$

$$\Delta I = -0{,}05 \cdot 10^{-3} - 0{,}052 \cdot 10^{-3} = -0{,}102\ 10^{-3}\ \text{A}$$

soit $-0{,}102\ m$A.

13. – *Réglage de courant de polarisation*

Énoncé

Deux transistors Q_2 et Q_3 (fig. II-25) sont alimentés en parallèle par le transistor Q_1, qui joue le rôle de générateur de courant constant désigné par I_C.

Les valeurs de R_2 et R_3 sont réglées au potentiomètre, de telle manière que si:

$$2R = R_2 + R_3 \quad , \quad R_3 = R(1 + x) \quad , \quad R_2 = R(1 - x).$$

a) Comment choisir x, pour obtenir $\Delta I = I_3 - I_2 = 0$, *pour une dérive ou une différence* $V_{BE3} - V_{BE2} = \Delta V$ *provenant de 2 transistors non rigoureusement identiques.*

b) Calculer R_2 *et* R_3 *pour:*

$R = 200$ ohms , $\Delta V = + 20 . 10^{-3}$ volt

$I_C = 2.10^{-3}$ A.

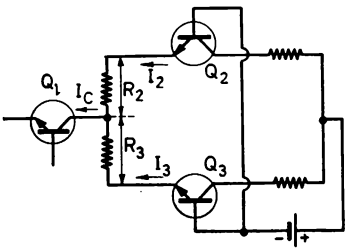


FIG. II-25.

SOLUTION

a) Partons du résultat établi à l'exercice précédent :

$$\Delta I = I_3 - I_2 = - 2 \frac{\Delta V}{R_2 + R_3} - \frac{R_3 - R_2}{R_3 + R_2} . I_C,$$

soit :

$$\Delta I = - \frac{\Delta V}{R} - x . I_C.$$

Pour obtenir $\Delta I = 0$, il est nécessaire de faire :

$$x = - \frac{\Delta V}{R . I_C}.$$

b) Si :

$$R = 200 \text{ ohms} \quad , \quad \Delta V = 20.10^{-3} \quad , \quad I_C = 2.10^{-3},$$

$$x = - \frac{\Delta V}{R} . \frac{1}{I_C} = - 0{,}05.$$

On en déduit :

$$R_3 = R . (1 - 0{,}05) = 0{,}95\, R = 190 \text{ ohms},$$

$$R_2 = R . (1 + 0{,}05) = 1{,}05\, R = 210 \text{ ohms}.$$

*14. – **Polarisation simple montage émetteur commun***

ÉNONCÉ

Le montage de polarisation étudié est celui indiqué figure II-5, mettant en œuvre 2 sources E_B *et* E_C. *On désignera par* V_{BE} *la chute de tension base-émetteur.*

a) On admet que:

$$I_C = I_E \quad , \quad R_L = 2{,}2\ K \quad , \quad R_E = 1\ K.$$

Tracer la droite de charge en continu pour $E_C = 16$ *volts.*

b) On suppose que $\alpha = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ *volt,* $E_B = 2{,}7$ *volts. Valeurs de* I_E *et de* I_C *pour* $R_B = 20$ K.

Établir la relation:

$$I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E + R_B (1 - \alpha_o)}.$$

Donner les coordonnées du point de fonctionnement M_o *sur la droite de charge* D_C.

c) Valeurs de I_o *et* V_o *pour* $\alpha_o = 1$, *rien n'étant changé par ailleurs.*

d) Inversement on cherche à se placer au milieu de la droite de charge avec $\alpha_o = 0{,}98$. *Comment choisir* E_B, *rien n'étant changé par ailleurs. Avec la nouvelle valeur de* E_B, *que devient le point de fonctionnement si* $\alpha_o = 1$?

Solution

a) L'équation de la droite de charge D_C est donnée par :

$$V_{CE} = E_C - (R_L + R_E) \cdot I_C,$$

Son tracé est indiqué figure II-26. Cette droite passe par les 2 points :

$V_{CE} = E_C = 16$ volts , $I_C = 0$,

et :

$V_{CE} = 0$,

$$I_C = \frac{E_C}{R_L + R_E} = 5\ mA.$$

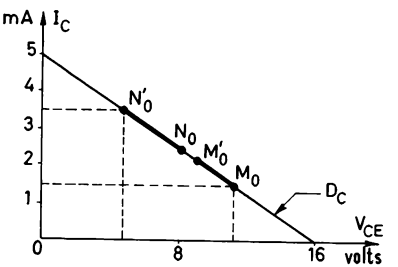


FIG. II-26.

b) On a :

$$E_B = R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E \text{ et comme } I_B = (1 - \alpha_o)\, I_E,$$

$$E_B - V_{BE} = R_B (1 - \alpha_o) \cdot I_E + R_E \cdot I_E.$$

et on trouve bien :

$$I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E + R_B (1 - \alpha_o)}.$$

$$R_E + R_B (1 - \alpha) = 1.000 + 20.000\ (0{,}02) = 1.400 \text{ ohms.}$$

$$E_B - V_{BE} = 2{,}7 - 0{,}6 = 2{,}1 \text{ volts,}$$

$$I_E = \frac{2{,}1}{1{,}4} \cdot 10^{-3}\ A = 1{,}5\ mA.$$

Les coordonnées de M_0, en admettant $I_C = I_E$, sont :

$$I_0 = 1{,}5\ m\text{A},$$

$$V_0 = 16 - 1{,}5 \cdot 3{,}2 = 11{,}2 \text{ volts}.$$

c) Si :

$$\alpha_0 = 1 \quad , \quad I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E},$$

$$I_0 = \frac{2{,}1}{1} \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 2{,}1\ m\text{A},$$

$$V_0 = 16 - 2{,}1 \cdot 3{,}2 = 9{,}28 \text{ volts}.$$

Le nouveau point de fonctionnement est M'_0, placé sur D_C au-dessus de M_0.

d) Le point milieu est donné par :

$$I_0 = 2{,}5\ m\text{A} \quad , \quad V_0 = 8 \text{ volts}.$$

Si on veut que $I_E + 2{,}5\ m$A, il faut résoudre :

$$E_B - V_{BE} = I_E \cdot [R_E + R_B (1 - \alpha_0)]$$

avec :

$$V_{BE} = 0{,}6 \text{ volt} \quad , \quad R_E + R_B (1 - \alpha_0) = 1400 \text{ ohms}.$$

$$E_B = 0{,}6 + 2{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}4 \cdot 10^{+3} = 4{,}1 \text{ volts}.$$

Si $\alpha_0 = 1$.

$$I_E = \frac{4{,}1 - 0{,}6}{1} \cdot 10^{-3} = 3{,}5\ m\text{A}$$

si :

$$I_0 = 3{,}5\ m\text{A}$$

$$V_0 = 16 - 3{,}5 \cdot 3{,}2 = 4{,}8 \text{ volts}.$$

On voit qu'on passe du point

$$N_0 : V_0 = 8 \text{ volts}, \quad I_0 = 2{,}5\ m\text{A}$$

à :

$$N'_0 : V_0 = 4{,}8 \text{ volts}, \quad I_0 = 3{,}5\ m\text{A}$$

quand α_0 varie de 0,98 à 1.

15. – Polarisation montage émetteur-commun. Variation du courant due aux variations de α_o

Énoncé

En considérant toujours le montage de la figure II-5; on se propose de comparer la valeur du courant maximum émetteur I_{EM}, obtenu quand $\alpha_o = 1$, au courant émetteur minimum I_{Em}, obtenu quand α_o est minimum $\alpha_o = \alpha_m$.

a) Évaluer l'expression:

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}}.$$

b) Calculer l'expression pour $R_E = 1$ K, $R_B = 20.000$ ohms, $\alpha_m = 0{,}98$. Évaluer I_{EM} et I_{Em} pour $E_B = 3{,}7$ volts, $V_{BE} = 0{,}7$ volts.

Solution

a) On a :

$$I_{EM} = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E},$$

$$I_{Em} = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E + R_B (1 - \alpha_m)},$$

$$I_{EM} - I_{Em} = (E_B - V_{BE}) \cdot \frac{R_B (1 - \alpha_m)}{R_E \cdot [R_E + R_B (1 - \alpha_m)]},$$

d'où :

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{R_B}{R_E} \cdot (1 - \alpha_m).$$

On sait que :

$$\frac{R_E}{R_B} = G_B R_E$$

est le taux de contre-réaction statique k_T. Donc on peut encore écrire :

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{1 - \alpha_m}{k_T}.$$

b) Avec $R_E = 1$ K, $R_B = 20$ K.

$$k_T = \frac{1}{20} = 0{,}05 \quad , \quad 1 - \alpha_m = 0{,}02,$$

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{0{,}02}{0{,}05} = 0{,}4,$$

Si $E_B = 3{,}7$ volts, $V_{BE} = 0{,}7$ volts

$$I_{EM} = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E} = 3\ mA$$

$$\frac{I_{EM}}{I_{Em}} = 1{,}4,$$

donc :

$$I_{Em} = \frac{3}{1{,}4} = 2{,}14\ mA.$$

Commentaires

Afin que le point de polarisation ne se déplace pas de manière trop importante en fonction des variations du gain α_o *il importe que le terme* $\frac{1 - \alpha_m}{k_T}$ *soit le plus faible possible.*

Les causes de variation sont multiples: dispersion des transistors, dérive thermique.

Pour minimiser $\frac{1 - \alpha_m}{k_T}$, *il faut prendre* k_T *le moins petit possible.*

On voit qu'on aura d'autant plus de chance d'obtenir une bonne valeur de $\frac{1 - \alpha_m}{k_T}$ *que les transistors choisis sont excellents et présentent des gains en courant* α_o *ou* β_o *important.*

Admettons par exemple que $k_T = 0{,}1$ *si:*

$$\beta_o \geqslant 20 \quad , \quad \alpha_m = 0{,}95 \quad , \quad \frac{1 - \alpha_m}{k_T} = 0{,}5\ ;$$

si:

$$\beta_o \geqslant 50 \quad , \quad \alpha_m = 0{,}98 \quad , \quad \frac{1 - \alpha_m}{k_T} = 0{,}2.$$

16. – *Variation du courant due aux variations limites de* α_o

Énoncé

En considérant toujours le montage de la figure II-5, on se propose de comparer cette fois:

I_{EM}, *obtenu pour* $\alpha_o = \alpha_M$

à:

I_{Em}, *obtenu pour* $\alpha_o = \alpha_m$

avec:

$$\alpha_m < \alpha_o < \alpha_M,$$

a) Évaluer l'expression:

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}};$$

on pourra introduire dans l'expression k_T *et* β_T *maximum ou minimum.*

b) Avec:

$$R_E = 1\ K \quad , \quad R_B = 10\ K,$$

calculer l'expression $\dfrac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}}$ *pour:*

$$50 \leqslant \beta_o \leqslant 100 \qquad \textit{et pour} \qquad 20 \leqslant \beta_o \leqslant 50.$$

On supposera pour simplifier les calculs que:

$$\beta_o = \frac{1}{1 - \alpha_o}.$$

Solution

a) On part de :

$$I_{EM} = \frac{J_B}{1 - \alpha_M + k_T},$$

$$I_{Em} = \frac{J_B}{1 - \alpha_m + k_T},$$

en désignant par J_B l'injecteur $G_B\ (E_B - V_{BE})$

$$I_{EM} - I_{Em} = J_B \cdot \frac{\alpha_M - \alpha_m}{(1 - \alpha_M + k_T)\ (1 - \alpha_m + k_T)},$$

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{\alpha_M - \alpha_m}{1 - \alpha_M + k_T},$$

or :

$$\beta_{Tm} = \frac{1}{1 - \alpha_M + k_T},$$

(β_T minimum pour α maximum)

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \beta_{Tm} \cdot (\alpha_M - \alpha_m).$$

b) Avec :

$$R_E = 1\ K \quad , \quad R_B = 10\ K \quad , \quad k_T = 0{,}1.$$

Considérons le cas où $50 \leqslant \beta_o \leqslant 100$.
Pour :

$$\beta = 50 \quad , \quad \alpha_m = \frac{\beta}{1+\beta} \simeq 1 - \frac{1}{\beta} = 0{,}98$$

pour :

$$\beta = 100 \quad , \quad \alpha_M \simeq 1 - \frac{1}{100} = 0{,}99$$

$$\alpha_M - \alpha_m = 0{,}01 \quad , \quad 1 - \alpha_M + k_T = 0{,}01 + 0{,}10 = 0{,}11$$

donc :

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{0{,}01}{0{,}11} = \frac{1}{11} \simeq 0{,}10.$$

Considérons le cas où $20 \leqslant \beta_o \leqslant 50$.
Pour :

$$\beta = 20 \quad , \quad \alpha_m \simeq 1 - \frac{1}{\beta} = 0{,}95.$$

Pour :

$$\beta = 50 \quad , \quad \alpha_M = 0{,}98,$$

$$\alpha_M - \alpha_m = 0{,}03 \quad , \quad 1 - \alpha_M + k_T = 0{,}02 + 0{,}10 = 0{,}12$$

donc :

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{0{,}03}{0{,}12} = \frac{3}{12} = 0{,}25.$$

On voit, pour confirmer nos remarques précédentes, que, indépendamment de leurs dispersions, si les gains α sont très bons, les écarts entre valeurs limites du courant I_E se réduisent.

17. – Polarisation par pont et point de fonctionnement

ÉNONCÉ

La polarisation d'entrée du montage est assurée par un pont à résistances selon la figure II-27.

a) Le réseau de polarisation proposée est équivalent au réseau représenté figure II-5, constitué d'une source E_B et d'une résistance R_B. On évaluera E_B et R_B en fonction de E_C, R_1 et R_2.

Donner l'expression du courant I_E, en introduisant β_T et k_T.

b) Calculer I_E pour $E_C = 6$ volts, $R_E = 1K$, $R_2 = 36\,K$, $R_1 = 20\,K$, $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ volt. Calculer également l'injecteur de courant J_B.

c) Que devient I_E si $\alpha_o = 1$.

d) On donne $R_L = 2\,K$. Calculer les coordonnées de M_o pour $\alpha_o = 0{,}98$ et pour $\alpha_o = 1$.

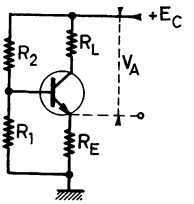


FIG. II-27.

e) En fait, pour le fonctionnement en amplificateur, R_E est découplé, de telle manière qu'en dynamique le point M_o a son excursion limitée au domaine E_C à $V_E = R_E I_E$. Ce qu'il importe pour apprécier la dynamique, c'est donc de connaître la position de M_o à l'intérieur de $E_C - V_E$.

Comparer dans les 2 cas ($\alpha_o = 1$ et $\alpha_o = 0{,}98$) V_o à $V_A = E_C - V_E$.

Quelle est à votre avis le meilleur emplacement pour le fonctionnement en classe A.

SOLUTION

a) La résistance de source est évidemment égale à :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

ou en passant par les conductances :

$$G_B = \frac{1}{R_B} = G_1 + G_2 \qquad \text{avec} \qquad G_1 = \frac{1}{R_1}, \quad G_2 = \frac{1}{R_2}.$$

La f.e.m. de source E_B s'évalue très simplement en supposant le pont non chargé par le transistor.

On obtient immédiatement :

$$E_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E_C = \frac{G_2}{G_1 + G_2} \cdot E_C.$$

L'équivalence est représentée à la figure II-28.

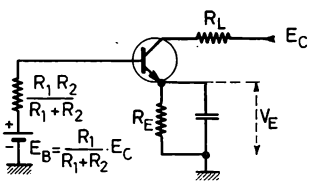


FIG. II-28.

L'expression de I_E s'écrit :

$$I_E = \beta_T \cdot G_B (E_B - V_{BE}) = \beta_T \cdot J_B$$

avec :

$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_o + R_E \cdot G_B},$$

G_B et E_B étant évalués plus haut.

b) Avec les valeurs numériques proposées on trouve :

$$G_1 = 0{,}5 \cdot 10^{-4}\ mho \quad , \quad G_2 = 0{,}277 \cdot 10^{-4}\ mho$$

$$G_B = 0{,}777 \cdot 10^{-4}\ mho \quad \text{soit} \quad R_B = 12.800 \text{ ohms}$$

$$E_B = \frac{0{,}277}{0{,}777} \cdot 6 = 2{,}15 \text{ volts.}$$

$$k_T = R_E \cdot G_B = 0{,}078 \text{ environ}$$

$$J_B = 0{,}777 \cdot 10^{-4} \cdot [2{,}15 - 0{,}60] = 0{,}12 \cdot 10^{-3}\ A$$

ou 0,12 *m*A environ

$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_o + k_T} = \frac{1}{0{,}02 + 0{,}078} = 10 \text{ environ}$$

$$I_E = 0{,}12 \times 10 = 1{,}2\ mA.$$

c) Si :

$$\alpha_o = 1 \quad , \quad \beta_T = \frac{1}{k_T}$$

et :

$$I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{1{,}55}{1} \cdot 10^{-3}\ A = 1{,}55\ mA.$$

Donc si :

$$0{,}98 < \alpha_o < 1 \quad , \quad 1{,}2\ mA < I_E < 1{,}55\ mA.$$

d) Pour $\alpha_o = 0{,}98$, on a :

$$I_o = 1{,}2\ mA \quad , \quad V_o = 6 - 3.1{,}2 = 2{,}4 \text{ volts}$$

pour $\alpha_o = 1$, on a :

$$I_o = 1{,}55\ mA \quad , \quad V_o = 6 - 4{,}65 = 1{,}35 \text{ volts.}$$

e) Si une capacité de découplage court-circuite R_E pour le fonctionnement en signaux variables à fréquence suffisante; il faut prendre en considération pour la dynamique, le domaine

$$V_A = E_C - V_E,$$

V_E étant le potentiel émetteur, maintenu constant précisément à cause de la capacité. Si :

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad V_A = 6 - 1{,}2 = 4{,}8 \text{ volts} \quad , \quad V_o = 2{,}4 \text{ volts}$$

et par suite :

$$V_o = \frac{V_A}{2},$$

si :

$$\alpha_o = 1 \quad , \quad V_A = 4{,}45 \text{ volts} \quad , \quad V_o = 1{,}35 \text{ volt.}$$

et par suite $\frac{V_o}{V_A} = 0{,}3$ environ, au lieu de 0,5 dans le cas précédent.

Le meilleur emplacement en classe A est celui pour lequel :

$$V_o = \frac{V_A}{2},$$

ce qui est respecté dans le cas où $\alpha_o = 0{,}98$.

Commentaires

Cet exercice nous amène tout naturellement à parler de droite de charge en dynamique D_a, le long de laquelle se déplace le point représentatif lorsque la fréquence de fonctionnement est suffisamment élevée.

Rappelons que l'équation de la droite de charge en statique s'écrit:

$$V_{CE} = E_C - (R_L + R_E)\, I_C \qquad ou \qquad E_C - (R_L + R_E)\, I_E.$$

Si au voisinage de M_o on provoque une variation de courant ΔI, la variation de tension correspondante est donnée par

$$\Delta V = - R_L \,.\, \Delta I,$$

puisque R_E est suffisamment découplé, et le point représentatif M se déplace le long de D_a.

Cette droite D_a coupe l'axe des tensions au point $I_C = 0$, et:

$$V_{CE} = V_o + R_L \,.\, I_o,$$

I_o étant l'ordonnée de M_o.

Elle coupe l'axe des courants au point $V_{CE} = 0$ et:

$$I_C = I_o + \frac{V_o}{R_L}.$$

On peut désigner par:

$$I_A = I_o + \frac{V_o}{R_L}, \quad V = 0,$$

et:

$$V_A = V_o + R_L \,.\, I_o \quad , \quad I = 0$$

les coordonnées des points d'intersections de D_a avec les 2 axes. (voir fig. II-29).

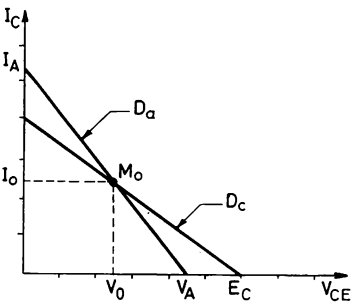


Fig. II-29.

Si on veut bénéficier d'une dynamique maximum, et ce pour des signaux sinusoïdaux, il faudra que V_o soit sensiblement égal à la moitié de V_A et non de E_C.

On sait que $V_A = E_C - V_E$. Par conséquent la chute de tension V_E introduite par la contre-réaction statique, s'effectue au détriment de la dynamique en général.

18. – Polarisation par pont et point de fonctionnement

Énoncé

On considère le schéma de polarisation de la figure II-27.

On sait, d'après l'exercice précédent que $I_E = I_o = 1{,}2\ mA$, *pour* $E_C = 6$ *volts,* $R_E = 1\ K$, $R_2 = 36\ K$, $R_1 = 20\ K$, $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ *volt,* $R_L = 2\ K$.

Dans ces conditions si on désigne par V_A, *le point d'intersection de la droite de charge en alternatif* D_a *avec l'axe des tensions, on constate que:*

$$V_o = \frac{V_A}{2} \cdot (V_A = V_o + R_L \cdot I_o = E_C - R_E \cdot I_o)$$

R_E *étant supposé découplé.*

a) On désire cette fois placer M_o *au milieu de la droite de charge* D_a *pour* $\alpha_o = 1$, *(au lieu de* $\alpha_o = 0{,}98$*). Comment faut-il rectifier la valeur de* R_2, *le reste étant inchangé.*

b) Avec la nouvelle valeur de R_2, *que devient* I_E *si* $\alpha_o = 0{,}98$.

c) Situer sur la droite de charge en continu D_C, *les 2 points limites obtenus pour* $\alpha_o = 1$ *et* $\alpha_o = 0{,}98$; *et tracer les 2 droites de charge en alternatif correspondantes* D_a, *(en supposant que* R_E *est découplé).*

Solution

a) Il faut obtenir :

$I_E = 1{,}2\ mA$, alors $V_A = 4{,}8$ volts et $V_o = 2{,}4$ volts, et on a bien le résultat désiré,

$$2\,V_o = V_A.$$

Ceci doit être obtenu pour $\alpha_o = 1$.

Dans ces conditions, la tension sur la base V_B est égale à E_B.

$$V_B = E_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_C = V_E + V_{BE}.$$

Si :

$$V_E = R_E I_E = 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3} = 1{,}2 \text{ volt}$$

$$E_B = \frac{20.10^3}{20.10^3 + R_2} \cdot 6 = 1{,}2 + 0{,}6 = 1{,}8 \text{ volt}$$

d'où il résulte :

$$R_2 = \frac{84}{1{,}8}\, 10^3 \text{ ohms soit } 46{,}5 \text{ K}.$$

b) Avec la nouvelle valeur de R_2 on obtient :

$$G_2 = \frac{1}{R_2} = 0{,}215 \cdot 10^{-4}\ mho,$$

$$G_B = G_1 + G_2 = 0{,}715 \cdot 10^{-4}\ mho,$$

$$k_T = 0{,}715 \cdot 10^{-4} \cdot 10^3 = 0{,}0715.$$

Pour $\alpha_o = 0{,}98$;

$$\beta_T = \frac{1}{0{,}0915} = 10{,}9,$$

$$J_B = 0{,}715 \cdot 10^{-4} \cdot (1{,}8 - 0{,}6) = 0{,}086 \cdot 10^{-3}\ A$$

soit 0,086 *m*A

$$I_E = 10{,}9 \times 0{,}086 = 0{,}94\ mA.$$

c) Pour $\alpha_o = 1$, on obtient :

I_E ou $I_o = 1{,}2\ mA$, $V_E = 1{,}2$ volts , $V_A = 4{,}8$ volts.

et :

$$I_A = \frac{V_A}{R_L} = 2{,}4\ mA.$$

Pour $\alpha_o = 0{,}98$, on obtient :

I_E ou $I_o = 0{,}94\ mA$, $V_o = 3{,}18$ volts , $V_E = 0{,}94$ volt,

$$V_A = 6 - 0{,}94 = 5{,}06 \text{ volts},$$

$$I_A = \frac{V_A}{R_L} = 2{,}53\ mA.$$

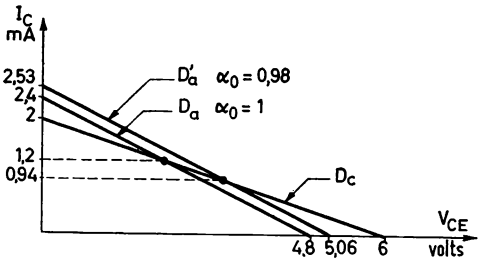


FIG. II-30.

La figure II-30 indique la position de la droite de charge D_C, et des 2 droites de charge D_a et D_a', correspondant à :

$$I_A = 2{,}4\ mA \qquad \text{et} \qquad I_A = 2{,}53\ mA.$$

19. – *Polarisation par pont à l'entrée avec deux sources indépendantes*

Énoncé

Le circuit de polarisation examiné est indiqué à la figure II-31.

On donne:

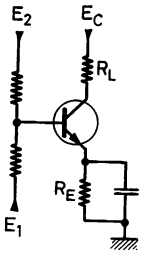


FIG. II-31.

$$R_L = 6{,}8\ K \quad , \quad R_E = 2{,}2\ K,$$

$$E_C = 18 \text{ volts.}$$

a) R_E étant découplé. Montrer que si l'on désire se placer au milieu de la caractéristique en dynamique (R_E étant supposé découplé suffisamment), on doit avoir:

$$I_o = \frac{E_C}{2R_L + R_E},$$

on assimilera I_C à I_E.

Calculer les coordonnées de M_o (I_o, V_o).

b) On a pour le transistor employé $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ volt. On se fixe $k_T = 0{,}1$. En déduire G_B et E_B.

c) G_B et E_B étant donnés, calculer G_1 et G_2 ou R_1 et R_2, sachant que $E_2 = + 12$ volts, $E_1 = - 6$ volts.

Solution

a) On a successivement :

$$V_o = E_C - (R_L + R_E)\, I_o$$

$$V_E = R_E \,.\, I_o$$

$$V_A = E_C - R_E \,.\, I_o$$

Comme $V_A = 2V_o$,

$$2\,E_C - 2\,.\,(R_L + R_E)\, I_o = E_C - R_E \,.\, I_o$$

d'où :

$$I_o = \frac{E_C}{2R_L + R_E},$$

$$I_o = \frac{18}{15{,}8} \,.\, 10^{-3}\ A = 1{,}14\ mA,$$

$$V_o = 18 - 10{,}25 = 7{,}75 \text{ volts},$$

$$V_A = 18 - 2{,}50 = 15{,}50 \text{ volts}.$$

b) Pour calculer I_E selon l'expression :

$$I_E = \frac{G_B \,.\, (E_B - V_{BE})}{1 - \alpha_o + k_T},$$

avec :

$$k_T = R_E \, G_B,$$

il faut calculer G_B et E_B selon :

$$G_B = G_1 + G_2,$$

$$G_B \,.\, E_B = G_1 \,.\, E_1 + G_2 \, E_2,$$

d'où :

$$E_B = \frac{G_1 E_1 + G_2 E_2}{G_1 + G_2}.$$

Si $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ volt, pour avoir $k_T = 0{,}1$, il faut faire :

$$R_E \, G_B = 0{,}1,$$

soit :

$$G_B = \frac{0{,}1}{2{,}2} \, 10^{-3} \, mho$$

ou :

$$\frac{10^{-3}}{22} \, mho$$

$$E_B = V_{BE} + \frac{I_E \, (1 - \alpha + k_T)}{G_B},$$

si on veut que :

$$I_E = I_o = 1,\ 14 \,.\, 10^{-3} \, A,$$

il faut :

$$E_B = 0{,}6 + \frac{1{,}14 \,.\, 10^{-3} \,.\, 0{,}12}{10^{-3}} \,.\, 22 = 3{,}6 \text{ volts.}$$

c) Partant des 2 équations :

$$G_B \,.\, E_B = G_1 \, E_1 + G_2 \, E_2,$$

$$G_B = G_1 + G_2,$$

on en déduit G_1 et G_2 en fonction de G_B et E_B.

$$G_1 = G_B \,.\, \frac{E_B - E_2}{E_1 - E_2} \quad , \quad G_2 = G_B \,.\, \frac{E_B - E_1}{E_2 - E_1}.$$

Avec :

$$G_B = \frac{10^{-3}}{22} \text{ mho} = 4{,}55 \cdot 10^{-4} \text{ mho},$$

$$E_B = 3{,}6 \text{ volts}.$$

$$G_1 = 4{,}55 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{3{,}6 - 12}{-6 - 12} = 2{,}13 \cdot 10^{-4} \text{ mho}$$

soit $R_1 = 47$ K.

$$G_2 = 4{,}55 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{3{,}6 + 6}{12 + 6} = 2{,}42 \cdot 10^{-4} \text{ mho}$$

soit $R_2 = 41{,}2$ K.

20. – *Polarisation par réaction de tension*

Énoncé

La polarisation est assurée par une résistance R_S branchée entre base et collecteur (voir fig. II-32).

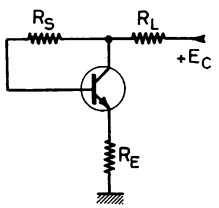


FIG. II-32.

a) Proposer une expression de I_E en fonction de E_C, R_E, R_S, V_{BE} et α_o. Montrer que l'expression peut se ramener à:

$$I_E = \beta_r \cdot J_B,$$

à condition d'introduire:

$$G_B = G_{SL} = \frac{1}{R_S + R_L} \quad \textit{et} \quad \alpha_S = \alpha \cdot \frac{R_S}{R_S + R_L}.$$

b) Choisir R_S de façon que le courant I_E soit égal à 1 mA pour $\alpha_o = 0{,}98$. On donne:

$E_C = 6$ volts , $R_L = 2$ K , $R_E = 200$ ohms , $V_{BE} = 0{,}6$ volt.

c) Calculer I_E pour $\alpha_o = 0{,}97$ et $\alpha_o = 0{,}99$.
Calculer V_o dans les 3 cas: $\alpha_o = 0{,}97$, 0,98 et 0,99.

Solution

a) On peut écrire :

$$E_C = (R_L + R_E)\, I_E + (1 - \alpha_o)\, R_S\, I_E + V_{BE}$$

et par suite :

$$I_E = \frac{E_C - V_{BE}}{(1 - \alpha_o)\, R_S + R_L + R_E}.$$

Si on pose :

$$\alpha_S = \alpha_o \frac{R_S}{R_S + R_L} = \alpha_o R_S \,.\, G_{SL}.$$

$$G_{SL} = \frac{1}{R_S + R_L}.$$

On trouve :

$$I_E = \frac{G_{SL} \,.\, (E_C - V_{BE})}{1 - \alpha_S + R_E \,.\, G_{SL}}.$$

On voit qu'on se ramène à la formule connue en faisant :

$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_S + R_E \,.\, G_{SL}},$$

$$J_B = G_{SL} \,.\, (E_C - V_{BE}).$$

Il faut partir du gain réduit α_S et non α_o.

b) Si on veut que $I_E = 10^{-3}$ A, il faut faire :

$$10^{-3} = \frac{6 - 0{,}6}{0{,}02\, R_S + 2{,}2 \,.\, 10^3},$$

soit :

$$0{,}02\, R_S\, 10^{-3} + 2{,}2 = 5{,}4$$

et par suite :

$$R_S = 160 \text{ K}.$$

On aurait pu établir au préalable l'expression de R_S :

$$R_S = \left[\frac{E_C - V_{BE}}{I_E} - (R_L + R_E)\right] \,.\, \frac{1}{1 - \alpha_o}.$$

c) Nous allons évaluer I_E à partir de :

$$I_E = G_{SL} \,.\, (E_C - V_{BE}) \,.\, \frac{1}{1 - \alpha_S + R_E\, G_{SL}}.$$

On a :

$$J_B = G_{SL} \,.\, (E_C - V_{BE}) = \frac{10^{-3}}{162} \,.\, 5{,}4 \text{ A},$$

soit $J_B = 3{,}34 \,.\, 10^{-5}$ A,

$$\frac{R_S}{R_S + R_L} = \frac{160}{162} \simeq 1 - \frac{1}{80} = 1 - 0{,}0125.$$

$$R_E \,.\, G_{SL} = 0{,}2 \,.\, 10^3 \,.\, \frac{1}{162} \,.\, 10^{-3} = 0{,}00124.$$

Si :

$$\alpha_o = 0{,}97 \quad , \quad \alpha_S = (1 - 0{,}03)\,(1 - 0{,}0125)$$
$$\simeq 1 - 0{,}0425 = 0{,}9575$$
$$I_E = 3{,}34 \,.\, 10^{-5} \,.\, \frac{1}{0{,}0425 + 0{,}00124} = 0{,}78\ mA.$$

Si :

$$\alpha_o = 0{,}99 \quad , \quad \alpha_S = (1 - 0{,}01)\,(1 - 0{,}0125)$$
$$\simeq 1 - 0{,}0225 = 0{,}9775$$
$$I_E = 3{,}34 \,.\, 10^{-5} \,.\, \frac{1}{0{,}0225 + 0{,}00124} = 1{,}4\ mA.$$

Évaluons à présent V_o :

si : $\alpha_o = 0{,}97$, $I_o = I_E = 0{,}78\ mA$, $V_E = 0{,}16$ volt,
$V_o = 6 - 0{,}16 - 1{,}56 = 4{,}28$ volts environ;

si : $\alpha_o = 0{,}98$, $I_o = I_E = 1\ mA$,
$V_o = 6 - 2{,}2 = 3{,}80$ volts;

si : $\alpha_o = 0{,}99$, $I_o = I_E = 1{,}4\ mA$,
$V_o = 6 - 3{,}1 = 2{,}90$ volts environ.

On voit donc que si $0{,}97 < \alpha_o < 0{,}99$, on a :

$$0{,}78\ mA < I_o < 1{,}4\ mA,$$

et :

$$2{,}90 \text{ volts} < V_o < 4{,}28 \text{ volts}.$$

Commentaires

Le circuit indiqué figure II-32 est attrayant par sa simplicité, mais il est très sensible aux variations du gain α_o, aussi faut-il l'utiliser avec prudence.

Nous avons eu l'occasion de souligner que la stabilité est d'autant meilleure que β_T est faible. Dans le cas présent, on trouve:

$\beta_T = 22{,}8$ *pour* $\alpha_o = 0{,}97$,
$\beta_T = 30$ *pour* $\alpha_o = 0{,}98$,
$\beta_T = 42$ *pour* $\alpha_o = 0{,}99$.

On peut noter la valeur extrêmement faible de k_T qui est voisin de 0,0012.

Or, à l'occasion des exercices précédents, nous avons vu que le courant était beaucoup moins sensible aux variations de α *si* β_T *était voisin de 10.*

On se trouve manifestement très éloigné ici de cette valeur désirable.

Il faut souligner également que β_T *est d'autant plus grand que* R_S *est plus élevé; et que par ailleurs d'après la formule:*

$$R_S = \left[\frac{E_C - V_{BE}}{I_E} - (R_L + R_E)\right] \cdot \frac{1}{1 - \alpha_o},$$

R_S *est d'autant plus important que* E_C *est grand. Cela signifie, en d'autres termes, que le circuit que nous commentons, pourra présenter des performances reproductibles en statique, que dans la mesure où on choisira une faible valeur de* E_C.

21. – *Dissipation thermique*

Énoncé

A la température ambiante considérée $T_A = 40°$ *C, la puissance dissipée maximum* P_{DM} *d'un transistor est fixée à 99 mW.*

Comme l'indique le schéma de la figure II-33, on admet que le courant traversant la charge R_L *et la résistance de contre-réaction* R_E *est égal à* I_o *:*

$$I_o = I_E = I_C.$$

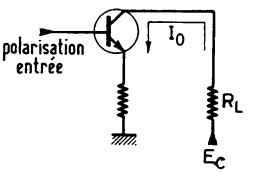


FIG. II-33.

a) Donner l'expression de la puissance dissipée P_D *en fonction de* I_o, R_E, R_L *et* E_C*; et étudier la variation de* P_D *en fonction de* I_o. *Valeur maximum atteinte par* P_D.

b) Si $E_C = 20$ *volts,* $R_E = 200$ *ohms,* $R_L = 800$ *ohms, donner l'intervalle de courant à l'intérieur duquel* $P_D \geqslant P_{DM}$.

c) On admet que pour $P_D = P_{DM}$, *avec* $T_A = 40°$ *C,* $T_j = 150°$ *C. Quelle est la valeur de la résistance thermique?*

Solution

a) On a :

$$V_o = E_C - (R_L + R_E)\, I_o,$$

et :

$$P_D = I_o V_o = E_C \cdot I_o - (R_L + R_E)\, I_o^2 ;$$

la courbe représentative de P_D en fonction de I_o est une parabole, qui coupe l'axe des courants en :

$$I_o = 0 \qquad \text{et} \qquad I_o = \frac{E_C}{R_L + R_E} ;$$

le maximum est atteint pour :

$$I_o = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_C}{R_L + R_E},$$

auquel cas :

$$P_D = \frac{1}{4} \cdot \frac{E_C^2}{R_L + R_E}.$$

b) On atteindra la puissance maximum si :

$$P_{DM} = E_C \cdot I_o - (R_L + R_E) I_o^2,$$

ce qui conduit à résoudre l'équation du second degré en I_o :

$$I_o^2 - \frac{E_C}{R_L + R_E} \cdot I_o + \frac{P_{DM}}{R_L + R_E} = 0,$$

si l'équation a 2 racines réelles, les valeurs limites de courant I_1 et I_2 pour lesquelles $P_D = P_{DM}$ sont données par :

$$I_2 \text{ ou } I_1 = \frac{1}{2} \cdot \frac{E_C}{R_L + R_E} \cdot \left[1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{(R_L + R_E) P_{DM}}{E_C^2}}\right].$$

Avec les valeurs numériques proposées, on trouve :

$$4 \frac{(R_L + R_E) P_{DM}}{E_C^2} = \frac{4 \cdot 1000 \cdot 99 \cdot 10^{-3}}{400} = 0{,}99,$$

donc :

$$I_2 \text{ ou } I_1 = \frac{1}{2} \frac{20}{1000} (1 \pm 0{,}1) \text{ Ampère},$$

soit :

$$I_2 = 10 - 1 = 9\ mA,$$

$$I_1 = 10 + 1 = 11\ mA.$$

Ainsi dans l'intervalle de courant :

$$9\ mA \leqslant I \leqslant 11\ mA$$

on aura :

$$P_D \geqslant P_{DM}$$

c) Appliquons la relation :

$$T_j - T_A = R_{th} \cdot P_D,$$

$$150 - 40 = R_{th} \cdot 99 \cdot 10^{-3},$$

Soit :

$$R_{th} = \frac{110}{99} \cdot 10^3 \text{ degrés/watt}$$

ou 1110 degrés C/watt.

§ 3 – PROBLÈMES

1. – *Énoncés*

a) Premier problème sur les caractéristiques statiques

On se propose d'effectuer des mesures sur un transistor N-P-N et d'en déduire les paramètres β_o, ρ_o *et* I'_{Co} *introduit dans l'équation:*

$$I_C = \beta_o I_B + \frac{V_{CE}}{\rho_C} + I'_{Co}.$$

Trois valeurs de courant I_B *peuvent être imposées à l'entrée en commutant l'une des résistances* R_1, R_2 *ou* R_3 *connectées à la source unique de polarisation* E_B, *selon la figure II-34.*

La tension V_{CE} *est obtenue à partir d'une source* E_C, *à travers un potentiomètre de résistance totale R.*

On dispose de 2 appareils, un voltmètre V et un milliampèremètre A.

1. On se fixe $E_B = 100$ *volts, on désire obtenir successivement:*

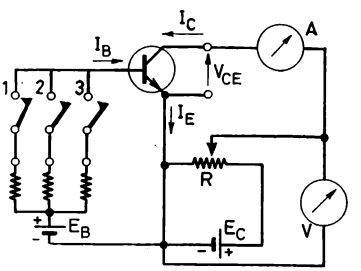


Fig. II-34.

$I_B = 10\ \mu A$ en branchant R_1,

$I_B = 25\ \mu A$ en branchant R_2,

$I_B = 50\ \mu A$ en branchant R_3.

En négligeant V_{BE}, *quelles sont les 3 valeurs de* R_1, R_2, R_3 *à obtenir?*

On admet que V_{BE} *est compris entre 0,6 et 0,7 volt au cours de la mesure. Les résistances sont définies à* $\pm$ *1 %, et la source* E_B *est également connue à* $\pm$ *1 %.*

En déduire l'imprécision sur I_B, *et l'erreur systématique.*

2. On obtient les résultats suivants:

a) $I_B = 10\ \mu A$, $V_{CE} = 10$ volts , $I_C = 1.190\ \mu A$

b) $I_B = 25\ \mu A$, $V_{CE} = 10$ volts , $I_C = 2.675\ \mu A$

c) $I_B = 50\ \mu A$, $V_{CE} = 10$ volts , $I_C = 5.150\ \mu A$

d) $I_B = 25\ \mu A$, $V_{CE} = 15$ volts , $I_C = 2.725\ \mu A$

En déduire β_o, ρ_c *et* I'_{Co}.

En ne s'intéressant pas à l'erreur systématique due à V_{BE}, *dont on peut tenir compte, évaluer l'erreur sur* β_o, ρ_C *et* I'_{Co} *sachant que:*

V_{CE} *est donnée par le voltmètre à* $\pm$ *1 % près,*

I_C *repérée par (A) à* $\pm$ *1 % près.*

On admettra également, que dans le cas où on cherche à repérer une différence $I_{C2} - I_{C1}$ *inférieure à 100* μA, *l'appréciation de cette différence s'effectue avec une erreur absolue inférieure à 10* μA.

3. En partant de β_o, ρ_C *et* I'_{Co} *définis précédemment, en déduire* α_o, r_C *et* I_{Co}. *Erreur relative commise sur* α_o.

4. Quelle doit être la résistance interne maximum de l'appareil de lecture A, pour qu'il n'introduise pas sur la lecture de V_{CE} *une erreur supérieure à 1 %. On se placera dans le cas de mesure le plus défavorable.*

b) Deuxième problème sur l'emplacement du point de fonctionnement

Le montage étudié est alimenté à l'entrée par une source E_B *à travers une résistance* R_B *(fig. II-35). Le transistor est du type N-P-N.*

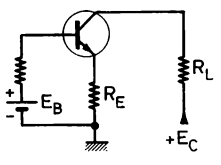


Fig. II-35.

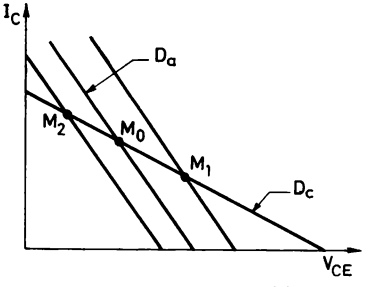


Fig. II-36.

La droite de charge en alternatif D_a *coupe l'axe des tensions au point de valeur* V_A. *Son tracé est établi (fig. II-36) en supposant* R_E *découplé entièrement.*

On pose:

$$\lambda_o V_o = V_A,$$

λ_o *étant le paramètre de placement ou de position.*

On donne $E_C = 18$ *volts,* $R_L = 5$ *K,* $R_E = 2$ *K, pour l'application numérique.*

1. En se plaçant dans un cas général (E_C, R_E, R_L non défini), donner l'expression du courant I_o qui respecte la relation:

$$\lambda_o V_o = V_A.$$

2. Avec les valeurs numériques proposées pour E_C, R_E et R_L quelle est la valeur de I_o permettant d'avoir:

$\lambda_o = 2$ *point milieu,*

$\lambda_o = 1{,}5$ *point bas,*

$\lambda_o = 3$ *point haut.*

3. On se place au point milieu, ($\lambda_o = 2$), et on fixe $R_B = 20$ K, et pour le transistor utilisé $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}7$ volt. Quelle doit être la valeur de E_B ?

4. On admet que:

$$\alpha_m < \alpha < \alpha_M \quad , \quad V_m < V_{BE} < V_M.$$

Donner l'expression:

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}}$$

en fonction des valeurs limites de α et V_{BE}.

Calculer:

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}}$$

pour:

$$0{,}97 < \alpha < 0{,}99 \quad , \quad 0{,}65 < V_{BE} < 0{,}75,$$

compte tenu des valeurs numériques données ou évaluées par ailleurs en (3).

c) Troisième problème sur circuit de polarisation

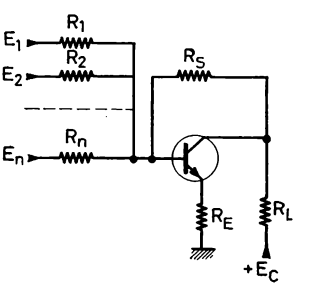


FIG. II-37.

La plupart des circuits de polarisation sont un cas particulier du circuit général donné figure II-37, où le transistor est alimenté à l'entrée par n sources de tension $E_1, E_2 \ldots E_n$, à travers n résistances $R_1, R_2 \ldots R_n$. De plus une contre-réaction est assurée par la résistance R_S.

1. Donner l'expression du courant I_E. On montrera que l'on a:

$$I_E = \beta_T (J_B + J_{SL}) = \beta_T \cdot J_E.$$

avec:

$$\beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_S + k_T} \quad , \quad k_T = R_E (G_B + G_{SL}),$$

$$G_B = \Sigma G_i \quad , \quad G_i = \frac{1}{R_i},$$

R_i *étant l'une des résistances d'entrée:*

$$G_{SL} = \frac{1}{R_s + R_L}.$$

Donner également l'expression de I_E, *en introduisant les pentes statiques composites:*

$$S_{TC} = \beta_T G_{SL} \qquad et \qquad S_{TB} = \beta_T . G_B.$$

2. On s'impose k_T *et* R_E, *soit:*

$$a = \frac{k_T}{R_E},$$

ainsi que:

$$\frac{E_C}{V_{BE}} - 1 = b.$$

Comment choisir R_B *et* R_S *pour que l'on ait:*

$$G_{SL} E_C - (G_{SL} + G_B) V_{BE} = 0.$$

Que devient l'expression de I_E *?*

3. On donne $E_C = 18$ *volts,* $V_{BE} = 0{,}7$ *volt,* $R_L = 3{,}9$ *K,* $R_E = 1{,}2$ *K. Quelle doit être la valeur de* $I_E = I_0$ *pour avoir* $2V_0 = V_A$, *sachant que* R_E *est découplé.*

Donner les valeurs de R_B, R_S *et* E_B *sachant que* $k_T = 0{,}1$, $\alpha_0 = 0{,}98$.

4. On donne:

$$E_2 = E_C \quad , \quad E_1 = 0.$$

En se limitant à ces 2 branches, évaluer R_1 *et* R_2, *pour obtenir la valeur* I_0 *désirée.*

d) Quatrième problème. Circuit de polarisation à contre-réaction

Le circuit de polarisation se présente sous la forme de celui indiqué figure II-32. La résistance R_E *n'est pas découplée. On donne* $R_L = 2$ *K,* $R_E = 0{,}2$ *K.*

1. Pour $E_C = 3$, *6, 12 et 18 volts, donner les valeurs* I_0, V_0 *correspondant au point milieu de la droite de charge en continu, confondue avec la droite de charge en alternatif.*

2. Déterminer R_S, de façon que pour $E_C = 3$ volts, on soit au milieu de la droite de charge. On admet que $\alpha_o = 0{,}98$, $V_{BE} = 0{,}6$ volt.

3. La valeur de R_S étant ainsi définie, que devient I_E ou I_o, pour $E_C = 3$, 6, 12 et 18 volts, lorsque α_o prend successivement les 3 valeurs :

$$\alpha_o = 0{,}97 \quad , \quad \alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad \alpha_o = 0{,}99.$$

On récapitulera les résultats obtenus dans un tableau, et on portera les coordonnées de M_o (I_o, V_o) qui se groupent en principe sur 3 droites, dans le système d'axes I_C, V_{CE}. On admettera $I_C = I_E$.

2. – *Solutions*

a) Solution du premier problème

1. Les valeurs des résistances sont données par :

$$\frac{E_B}{I_B},$$

si on néglige V_{BE}.

On obtient :

$$R_1 = \frac{100}{10 \,.\, 10^{-6}} = 10 \text{ méghoms},$$

$$R_2 = \frac{100}{25 \,.\, 10^{-6}} = 4 \text{ méghoms},$$

$$R_3 = \frac{100}{50 \,.\, 10^{-6}} = 2 \text{ méghoms}.$$

Si R est la valeur de la résistance, on a en toute rigueur :

$$I_B = \frac{E_B - V_{BE}}{R},$$

et par suite :

$$\frac{\Delta I_B}{I_B} = \frac{\Delta (E_B - V_{BE})}{E_B - V_{BE}} - \frac{\Delta R}{R}.$$

On a $V_{BE} = 0{,}65 \pm 0{,}05$ volt. On peut en déduire que l'erreur systématique est donnée par :

$$\frac{\Delta I_B}{I_B} = \frac{- V_{BE}}{E_B - V_{BE}} \simeq \frac{- V_{BE}}{E_B} = \frac{- 0{,}65}{100}.$$

soit $- 0{,}65$ %.

La valeur limite de l'erreur, la partie systématique étant mise à part est donnée par :

$$\left| \frac{\Delta I_B}{I_B} \right| = \frac{|\Delta E_B - \Delta V_{BE}|}{E_B} + \frac{|\Delta R|}{R}.$$

$$|\Delta E_B - \Delta V_{BE}| = |\Delta E_B| + |\Delta V_{BE}| = 1 + 0{,}05 = 1{,}05 \text{ volt.}$$

Il s'ensuit :

$$\left| \frac{\Delta I_B}{I_B} \right| = \frac{1{,}05}{100} + \frac{1}{100} = \frac{2{,}05}{100}.$$

La valeur maximum de l'erreur relative est donc 2,05 %.

2. D'après l'équation :

$$I_C = \beta_o I_B + \frac{V_{CE}}{\rho_C} + I'_{Co},$$

on voit que :

$$\Delta I_C = \beta_o \Delta I_B$$

à V_{CE} constant.

Or pour $V_{CE} = 10$ volts, on a :

$$I_C = 2675 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad I_B = 25 \ \mu A,$$

et :

$$I_C = 1190 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad I_B = 10 \ \mu A,$$

donc :

$$\beta_o = \frac{2675 - 1190}{25 - 10} = \frac{1485}{15} = 99.$$

On a :

$$\rho_C = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

à I_B constant.

Or pour $I_B = 25 \ \mu A$, on a :

$$I_C = 2675 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad V_{CE} = 10 \text{ volts}$$

et :

$$I_C = 2725 \ \mu A \qquad \text{pour} \qquad V_{CE} = 15 \text{ volts}$$

donc :

$$\rho_C = \frac{15 - 10}{2725 - 2675} \cdot 10^6 \text{ ohms} = 100.000 \text{ ohms.}$$

Connaissant β_o et ρ_C il est aisé d'en déduire I'_{Co}, en nous plaçant par exemple dans le cas (*a*).

$$1190 \cdot 10^{-6} = 99 \cdot 10 \cdot 10^{-6} + \frac{10}{10^{+5}} + I'_{Co}$$

d'où :

$$I'_{Co} = 100 \cdot 10^{-6}\ A \qquad \text{ou} \qquad 100\ \mu A.$$

On peut vérifier l'exactitude de la solution, en constatant que l'on retrouve les valeurs indiquées dans le cas (*c*).

Si :

$$I_B = 50\ \mu A \quad , \quad V_{CE} = 10 \text{ volts},$$

$$\beta_o I_B = 4950\ \mu A \quad , \quad \frac{V_{CE}}{\rho_C} = 100\ \mu A$$

d'où :

$$I_C = 4950 + 100 + 100 = 5150\ \mu A.$$

Évaluons à présent les erreurs commises sur la détermination de β_o, ρ_C et I'_{Co}.

On a vu que :

$$\beta_o = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B},$$

soit encore :

$$\beta_o = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}},$$

et :

$$\frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} = \frac{\Delta (I_{C2} - I_{C1})}{I_{C2} - I_{C1}} - \frac{\Delta (I_{B2} - I_{B1})}{I_{B2} - I_{B1}},$$

et la valeur maximum de l'erreur relative sur β_o devient :

$$\left| \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} \right| = \frac{|\Delta (I_{C2} - I_{C1})|}{I_{C2} - I_{C1}} + \frac{|\Delta (I_{B2} - I_{B1})|}{I_{B2} - I_{B1}},$$

nous considérons les mesures (*a*) et (*b*) soit :

$$I_{C2} = 2675\ \mu A \quad , \quad I_{B2} = 25\ \mu A,$$

$$I_{C1} = 1190\ \mu A \quad , \quad I_{B1} = 10\ \mu A,$$

$$|\Delta(I_{C2} - I_{C1})| = |\Delta I_{C2}| + |\Delta I_{C1}| = 26{,}75 + 11{,}90 = 38{,}65\ \mu A.$$

On sait que :

$$\left| \frac{\Delta I_B}{I_B} \right| = \frac{2{,}05}{100}$$

$$|\Delta(I_{B2} - I_{B1})| = |\Delta I_{B2}| + |\Delta I_{B1}| \simeq 0{,}5 + 0{,}2 = 0{,}7\ \mu A.$$

On trouve en définitive :

$$\left| \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} \right| = \frac{38{,}65}{1485} + \frac{0{,}7}{15} = \frac{2{,}6}{100} + \frac{4{,}65}{100}$$

soit environ 7,25 %.

Évaluons à présent l'erreur sur :

$$\rho_C = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C}$$

$$\left| \frac{\Delta\rho_C}{\rho_C} \right| = \frac{|\Delta (V_{CE2} - V_{CE1})|}{V_{CE2} - V_{CE1}} + \frac{|\Delta (I_{C2} - I_{C1})|}{I_{C2} - I_{C1}}.$$

Nous nous plaçons dans les cas (*d*) et (*b*) :

$$V_{CE2} - V_{CE1} = 15 - 10 = 5 \text{ volts},$$

$$|\Delta(V_{CE2} - V_{CE1})| = 0{,}15 + 0{,}10 = 0{,}25 \text{ volts},$$

$$I_{C2} - I_{C1} = 2725 - 2675 = 50 \ \mu\text{A},$$

$$|\Delta(I_{C2} - I_{C1})| = 10 \ \mu\text{A},$$

donc :

$$\left| \frac{\Delta\rho_C}{\rho_C} \right| = \frac{0{,}25}{5} + \frac{10}{50} = \frac{25}{100}.$$

3. On a :

$$\alpha_o = \frac{\beta_o}{1 + \beta_o} = \frac{99}{1 + 99} = 0{,}99,$$

$$r_C = \frac{\rho_C}{1 - \alpha_o} = 10^5 \cdot 10^2 \text{ ohms} = 10 \text{ méghoms},$$

$$I_{Co} = \frac{I'_{Co}}{\beta_o} \simeq 1 \ \mu\text{A}.$$

On a :

$$\frac{\Delta\alpha_o}{\alpha_o} = \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} - \frac{\Delta (1 + \beta_o)}{1 + \beta_o}$$

$$= \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} \cdot \frac{1}{1 + \beta_o} = \frac{1}{100} \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o}.$$

Nous avons vu que :

$$\left| \frac{\Delta\beta_o}{\beta_o} \right| = 7{,}25 \cdot 10^{-2},$$

donc :

$$\left| \frac{\Delta\alpha_o}{\alpha_o} \right| = 7{,}25 \cdot 10^{-5} \qquad \text{ou} \qquad < 10^{-4}$$

et :

$$\alpha_o = 0{,}99 \pm 0{,}0001.$$

4. Le cas le plus défavorable est celui où $I_C = 5150\ \mu A$. On veut que :

$$\Delta V_{CE} < 0{,}1 \text{ volt.}$$

L'appareil ne doit donc pas provoquer une chute de tension supérieure à 0,1 volt. Sa résistance interne r doit donc être inférieure à :

$$r = \frac{0{,}1}{5150 \,.\, 10^{-6}} = \frac{100}{5{,}15} = 19{,}5 \text{ ohms.}$$

Commentaires du premier problème

Quelques remarques intéressantes peuvent être notées à propos des erreurs commises. Si l'on désire une bonne précision sur β_o, *il faut surtout s'attacher, à définir aussi bien que possible* I_B, *c'est-à-dire en définitive la source* E_B *et les résistances* R_1, R_2 *et* R_3. *La valeur de* ρ_C *est entachée en général d'une grande imprécision, à cause du faible écart de variation de courant que l'on repère* ΔI_C; *auquel cas ce qu'il importe c'est la valeur absolue de l'erreur, et non bien sûr la valeur relative.*

Il serait sans doute plus judicieux de mesurer I'_{Co} *directement, en s'arrangeant pour que* $I_B = 0$, *et en faisant* V_{CE} *très faible de l'ordre de 1 volt. En procédant à 3 mesures successives, on pourrait en déduire* β_o *et* I'_{Co}, *puis par calcul on évaluerait* $\dfrac{V_{CE}}{\rho_C}$ *donc* ρ_C *sans erreur appréciable si* V_{CE} *est suffisamment élevé.*

b) Solution du deuxième problème

1. On a :

$$V_A = E_C - R_E I_o,$$

$$V_o = E_C - (R_E + R_L) I_o,$$

$$\lambda_o V_o = V_A,$$

d'où il résulte :

$$I_o = \frac{(\lambda_o - 1) E_C}{\lambda_o R_L + (\lambda_o - 1) R_E}.$$

2. On aura dans les 3 cas :

a) Point milieu, $\lambda_o = 2$

$$I_o = \frac{E_C}{2R_L + R_E} = \frac{18}{12} 10^{-3} \text{ A} = 1{,}5 \text{ mA.}$$

b) Point bas, $\lambda_o = 1{,}5$

$$I_o = \frac{0{,}5 \cdot E_C}{1{,}5\, R_L + 0{,}5\, R_E} = 1{,}1\ m\text{A}.$$

c) Point haut, $\lambda_o = 3$

$$I_o = \frac{2E_C}{3R_L + 2R_E} = 1{,}9\ m\text{A}.$$

3. On se place en $I_o = 1{,}5\ m$A, alors :

$$V_o = 18 - 10{,}5 = 7{,}5 \text{ volts}.$$

$$V_A = 18 - 3 = 15 \text{ volts}.$$

On doit avoir :

$$E_B = V_{BE} + [R_B (1 - \alpha_o) + R_E]\, I_E,$$

$$E_B = 0{,}7 + 2{,}4 \cdot 1{,}5 = 4{,}3 \text{ volts},$$

on a supposé :

$$I_E = I_o = I_C.$$

4. On a :

$$I_{EM} = \frac{E_B - V_m}{R_E + R_B (1 - \alpha_M)},$$

$$I_{Em} = \frac{E_B - V_M}{R_E + R_B (1 - \alpha_m)},$$

$$\frac{I_{EM}}{I_{Em}} = \frac{k_T + 1 - \alpha_m}{k_T + 1 - \alpha_M} \cdot \frac{E_B - V_m}{E_B - V_M},$$

en posant $k_T = R_E G_B$,

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \frac{\alpha_M - \alpha_m}{k_T + 1 - \alpha_M} + \frac{V_M - V_m}{E_B - V_M} \quad \text{si} \quad \frac{E_B - V_m}{E_B - V_M} \simeq 1$$

ou en désignant par β_{TM} le gain statique composite maximum :

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{Em}} = \beta_{TM} \cdot \left[\alpha_M - \alpha_m\right] + \frac{V_M - V_m}{E_B - V_M}$$

si :

$$\alpha_M = 0{,}99$$

$$R_E G_B = \frac{2}{20} = 0{,}10$$

$$\beta_{TM} = \frac{1}{0{,}11} = 9{,}1$$

$$\alpha_M - \alpha_m = 0{,}02$$

$$\frac{V_M - V_m}{E_B - V_M} = \frac{0{,}10}{4{,}3 - 0{,}75} = 0{,}028$$

$$\frac{I_{EM} - I_{Em}}{I_{EM}} = 9{,}1 \cdot (0{,}02) + 0{,}028 = 0{,}210.$$

c) Solution du troisième problème

1. Voir figure II-37.

Appliquons la loi d'Ohm, à chaque branche :

Pour l'une des branches d'entrée on aura :

$$E_i = R_i i_i + V_{BE} + R_E \cdot I_E,$$

i_i étant le courant traversant la résistance R_i, soit encore :

$$i_i = G_i (E_i - V_{BE}) - G_i \cdot R_E \cdot I_E.$$

Pour la branche R_S, en désignant par i_S le courant la traversant, on obtient :

$$i_S = G_{SL} (E_C - V_{BE}) - G_{SL} [R_E + \alpha_o R_L] I_E,$$

avec :

$$G_{SL} = \frac{1}{R_S + R_L}.$$

On sait que :

$$\Sigma (i_i) + i_S = (1 - \alpha_o) I_E,$$

soit encore :

$$\Sigma G_i (E_i - V_{BE}) - \Sigma G_i \cdot R_E I_E +$$

$$+ G_{SL} (E_C - V_{BE}) - G_{SL} \cdot (R_E + \alpha_o R_L) I_E = (1 - \alpha_o) I_E.$$

La sommation indiquée par le signe Σ, porte sur les termes d'indice i variant de 1 à n, et s'appliquant uniquement aux branches d'entrée.

En groupant les termes en I_E au premier membre, on obtient :

$$[1 - \alpha_o + (\Sigma G_i + G_{SL}) R_E + \alpha_o R_L \cdot G_{SL}) I_E =$$

$$\Sigma G_i (E_i - V_{BE}) + G_{SL} \cdot (E_C - V_{BE}).$$

Posons :

$$\Sigma G_i = G_B,$$

$$\Sigma G_i E_i = G_B \cdot E_B,$$

$$\alpha_S = \alpha_o \cdot \frac{R_S}{R_S + R_L}.$$

On obtient :

$$1 - \alpha_o + \alpha_o R_L G_{SL} = 1 - \alpha_S,$$

$$\Sigma G_i (E_i - V_{BE}) = G_B (E_B - V_{BE}),$$

d'où il résulte :

$$[1 - \alpha_S + (G_B + G_{SL}) R_E] I_E = G_B (E_B - V_{BE}) + G_{SL} (E_C - V_{BE}).$$

En posant :

$$k_T = R_E (G_B + G_{SL}) \quad , \quad \beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_S + k_T},$$

$$G_B (E_B - V_{BE}) = J_B \quad , \quad G_{SL} (E_C - V_{BE}) = J_{SL},$$

on trouve bien :

$$I_E = \beta_T (J_B + J_{SL}) = \beta_T . J_E.$$

Si on introduit les pentes statiques composites :

$$S_{TC} = \beta_T . G_{SL} \quad , \quad S_{TB} = \beta_T . G_B,$$

on obtient :

$$I_E = S_{TB} (E_B - V_{BE}) + S_{TC} (E_C - V_{BE}).$$

2. Reprenons l'expression de I_E :

$$I_E = \beta_T . G_B E_B - \beta_T . G_B . V_{BE} + \beta_T . G_{SL} . E_C - \beta_T G_{SL} . V_{BE},$$

si :

$$G_{SL} . E_C - (G_{SL} + G_B) V_{BE} = 0,$$

I_E devient :

$$I_E = \beta_T . G_B . E_B = S_{TB} . E_B.$$

On s'impose :

$$R_E (G_B + G_{SL}) = k_T \qquad \text{ou} \qquad G_B + G_{SL} = \frac{k_T}{R_E} = a ;$$

par ailleurs :

$$G_{SL} . E_C - (G_{SL} + G_B) V_{BE} = 0$$

conduit à :

$$\frac{G_B}{G_{SL}} = \frac{E_C}{V_{BE}} - 1 = b,$$

d'où l'on tire :

$$G_B = \frac{ab}{1 + b} \quad , \quad G_{SL} = \frac{a}{1 + b}.$$

b est sans dimension, a est une conductance.

3. La valeur de I_o conduisant à $2V_o = V_A$ est donnée par :

$$I_o = \frac{E_C}{2R_L + R_E} = \frac{18}{7{,}8 + 1{,}2} 10^{-3} \text{ A} = 2 \text{ mA},$$

$$R_E\,(G_{SL} + G_B) = 0{,}1, \qquad \text{soit} \qquad a = \frac{0{,}1}{1{,}2}\,10^{-3} = \frac{10^{-3}}{12}\ mho,$$

$$b = \frac{18}{0{,}7} - 1 = 24{,}7.$$

On en déduit :

$$G_B = 0{,}8 \,.\, 10^{-4}\ mho \qquad \text{ou} \qquad R_B = 12.500 \text{ ohms},$$

$$G_{SL} = 3{,}23 \,.\, 10^{-6}\ mho \qquad \text{ou} \qquad R_S + R_L = 310.000 \text{ ohms},$$

soit :

$$R_S = 306.100 \text{ ohms environ.}$$

On en tire également :

$$k_T = R_E \,.\, (G_B + G_{SL}) = 0{,}1,$$

$$1 - \alpha_o + k_T = 0{,}12,$$

donc :

$$\beta_T = 8{,}3,$$

$$S_{TB} = 0{,}8 \,.\, 10^{-4} \,.\, 8{,}3 = 6{,}67 \,.\, 10^{-4}\ mho.$$

$$E_B = \frac{I_E}{S_{TB}} = \frac{2 \,.\, 10^{-3}}{6{,}67 \,.\, 10^{-4}} = \frac{20}{6{,}67} = 3 \text{ volts.}$$

4. On veut que :

$$G_B = 0{,}8 \,.\, 10^{-4}\ mho \quad , \qquad E_B = 3 \text{ volts.}$$

On a démontré que :

$$G_1 E_1 + G_2 E_2 = (G_1 + G_2) \,.\, E_B = G_B \,.\, E_B$$

si :

$$E_1 = 0 \quad , \qquad E_2 = E_C = + 18 \text{ volts},$$

$$G_2 \,.\, 18 = 0{,}8 \,.\, 10^{-4} \,.\, 3,$$

$$G_2 = \frac{0{,}8}{6}\,10^{-4}\ mho = 0{,}133 \,.\, 10^{-4}\ mho,$$

ou :

$$R_2 = \frac{60.000}{0{,}8} = 75.000 \text{ ohms.}$$

On a également :

$$G_1 = (0{,}8 \,.\, 10^{-4} - \frac{0{,}8}{6}\,10^{-4})\ mho = \frac{5}{6}\,0{,}8 \,.\, 10^{-4},$$

$$G_1 = \frac{2}{3}\,10^{-4}\ mho \qquad \text{ou} \qquad R_1 = \frac{30.000}{2} = 15.000 \text{ ohms.}$$

d) Solution du quatrième problème

1. La valeur du courant I_o correspondant au point milieu est donnée par l'expression :

$$I_o = \frac{E_C}{2R_L + R_E},$$

soit dans le cas présent,

$$I_o = \frac{E_C}{4200}.$$

Pour :

$E_C = 3$ volts , $I_o = 0{,}72$ *m*A
$E_C = 6$ volts , $I_o = 1{,}43$ *m*A
$E_C = 12$ volts , $I_o = 2{,}85$ *m*A
$E_C = 18$ volts , $I_o = 4{,}30$ *m*A

2. On a :

$$I_E = I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{(1 - \alpha_o) R_S + R_E + R_L},$$

soit :

$$(1 - \alpha_o) R_S = \frac{E_C - V_{BE}}{I_o} - (R_E + R_L)$$

$$R_S = \frac{E_C - V_{BE}}{(1 - \alpha_o) I_o} - \frac{R_E + R_L}{1 - \alpha_o}.$$

Avec les valeurs numériques proposées :

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad V_{BE} = 0{,}6 \text{ volt} \quad , \quad 1 - \alpha_o = 0{,}02 \quad , \quad E_C = 3 \text{ volts},$$

$$R_E + R_L = 2200 \text{ ohms}$$

on trouve :

$$R_S = 50 \cdot \frac{2{,}4}{0{,}72} 10^3 - \frac{2200}{0{,}02} \text{ ohms}.$$

$$R_S = 166 \text{ K} - 110 \text{ K} = 56 \text{ K}.$$

On peut encore partir de :

$$R_S = \frac{E_C - V_{BE}}{1 - \alpha_o} \cdot \frac{2R_L + R_E}{E_C} - \frac{R_E + R_L}{1 - \alpha_o},$$

$$R_S = \frac{1}{1 - \alpha_o} \left[R_L - \frac{V_{BE}}{E_C} (2R_L + R_E) \right],$$

c'est l'expression de R_S, correspondant à la valeur de I_o donnant le point milieu.

L'application numérique donne :

$$R_S = 50 \cdot \left[2 - \frac{0,6}{3} \cdot 4,2\right]$$

si R_S est exprimé en kilohms :

$$R_S = 100\,[1 - 0,42] = 58\ \text{K}.$$

Nous retiendrons cette dernière valeur pour la suite.

3. On utilisera la formule :

$$I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{(1 - \alpha_o) R_S + R_E + R_L}.$$

Pour : $\alpha_o = 0,98$, $(1 - \alpha_o) R_S + R_E + R_L = 3,36\ \text{K}$,

pour : $\alpha_o = 0,97$, $(1 - \alpha_o) R_S + R_E + R_L = 3,94\ \text{K}$,

pour : $\alpha_o = 0,99$, $(1 - \alpha_o) R_S + R_E + R_L = 2,78\ \text{K}$,

si I_o est exprimée en *m*A, on aura donc :

$$I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{3,36} \quad \text{pour} \quad \alpha_o = 0,98$$

$$I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{3,94} \quad \text{pour} \quad \alpha_o = 0,97$$

$$I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{2,78} \quad \text{pour} \quad \alpha_o = 0,99$$

Les résultats obtenus sont récapitulés dans le tableau ci-après :

VALEUR DE I_o EN *m*A

E_C =

α_o	3	6	12	18 volts
0,97	0,61	1,47	3,04	4,55
0,98	0,72	1,61	3,40	5,20
0,99	0,86	1,94	4,10	6,20

La figure II-38 représente les 4 droites de charge correspondant aux tensions 3, 6, 12 et 18 volts.

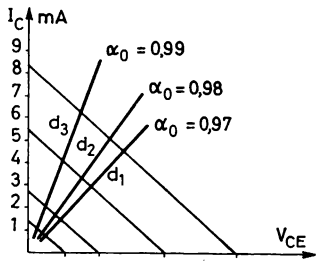


FIG. II-38.

Les points de fonctionnement sont situés sur les 3 droites d_1, d_2 et d_3 se rapportant respectivement à $\alpha_o = 0{,}97$, $\alpha_o = 0{,}98$, $\alpha_o = 0{,}99$.

On peut remarquer que pour $\alpha_o = 0{,}99$, le point de fonctionnement glisse le long d'une droite très voisine de l'axe des courants; cela signifie que la tension de polarisation est très faible.

COMMENTAIRE

Dans le circuit (II-32), les conditions de polarisation sont très critiques vis-à-vis de α_o. *A la limite si* $\alpha_o = 1$, *le courant* I_o *est donné par:*

$$I_o = \frac{E_C - V_{BE}}{R_E + R_L},$$

et la tension de polarisation atteint une valeur très faible.

$$V_o = E_C - (R_L + R_E) \cdot I_o = V_{BE}.$$

Le point de fonctionnement est alors à l'intersection de la droite de charge en continu

$$V_{CE} = E_C - (R_L + R_E)\, I_C,$$

et d'une droite parallèle à l'axe des courants et ayant pour abscisse V_{BE}. *Cette dernière est d'ailleurs la droite de glissement pour* $\alpha_o = 1$.

Si on désire que la dispersion soit réduite par rapport à α_o, *il faudra accepter une tension de polarisation voisine de* V_{BE} *de manière à réduire la chute de tension* $R_S\ (1 - \alpha_o)\ I_E$ *aux bornes de* R_S.

De cette manière R_S *devient faible, et la valeur du gain statique composite* β_T *prend une valeur acceptable.*

CHAPITRE III

CIRCUITS STATIQUES À TRANSISTORS

§ 1 – EXPLICATIONS PRÉLIMINAIRES

1. – Dérive thermique

On sait que les caractéristiques du transistor sont très affectées par la température. En particulier le courant de polarisation ou le courant émetteur I_E pourra être modifié d'une quantité ΔI_E, sous l'effet des variations du gain $\Delta\alpha_o$, du courant de fuite ΔI_{co}, et de la chute de tension base-émetteur ΔV_{BE}.

Si I_{co} varie d'une quantité ΔI_{co}, on montre que :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta I_{Co}, \qquad \text{(III-1)}$$

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{Co}, \qquad \text{(III-2)}$$

dans un circuit simple de polarisation.

Plus généralement, et par extension de la formule $\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta I_{co}$, on dira que l'effet d'une variation de gain $\Delta\alpha_o$ est équivalent à l'effet d'un courant de dérive Δi_α appliqué à l'entrée du montage à condition de poser :

$$\Delta i_\alpha = I_E \cdot \Delta\alpha_o. \qquad \text{(III-3)}$$

On aura alors :

$$\Delta I_E = \beta_T \Delta i_\alpha = \beta_T \cdot I_E \cdot \Delta\alpha_o.$$

De la même manière la variation ΔV_{BE} sera équivalente à la variation

$$\Delta i_v = - G_B \Delta V_{BE}, \qquad \text{(III-4)}$$

ce qui fait que :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta i_v.$$

En considérant simultanément les trois effets, on aura :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot (\Delta I_{Co} + \Delta i_\alpha + \Delta i_v)$$

soit encore :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot [\Delta I_{Co} + I_E \cdot \Delta\alpha_o - G_B \cdot \Delta V_{BE}]. \qquad \text{(III-5)}$$

On appellera :

$$\Delta i_T = \Delta I_{Co} + I_E \Delta\alpha_o - G_B \Delta V_{BE}, \qquad \text{(III-6)}$$

la dérive en courant ramené à l'entrée.

Les variations sont telles, que les approximations faites pour l'écriture de l'expression de ΔI_E ne sont pas rigoureusement valables.

On prendra une valeur moyenne de I_E et β_T, ou si cela n'est pas aisé, on choisira pour le calcul les valeurs de I_E et β_T les plus élevées dans la gamme de températures considérée.

Dans ces conditions ΔI_E sera une valeur limite supérieure, donc pessimiste de la dérive du courant I_E.

Si on s'intéresse à la dérive en tension ΔV_E repérée sur l'émetteur aux bornes d'une résistance R_E, on aura :

$$\Delta V_E = R_E \cdot \beta_T \cdot \Delta i_T$$

soit encore :

$$\Delta V_E = R_E \cdot \beta_T (\Delta I_{Co} + I_E \cdot \Delta\alpha_o) + (- k_T \cdot \Delta V_{BE}), \qquad \text{(III-7)}$$

puisque :

$$k_T = R_E \cdot G_B.$$

2. – *Variations dues aux résistances et à la source d'alimentation*

Si les sources sont constantes, en particulier la source d'entrée E_B, on peut trouver une relation simple entre la variation relative de I_E et les variations relatives de G_B et R_E.

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \beta_T \cdot \left[(1 - \alpha) \cdot \frac{\Delta G_B}{G_B} - k_T \cdot \frac{\Delta R_E}{R_E}\right]. \qquad \text{(III-8)}$$

En ce qui concerne la variation de la source d'alimentation on rappellera la formule déjà établie précédemment :

$$\Delta I_E = S_{TB} \cdot \Delta E_B, \qquad \text{(III-9)}$$

S_{TB} étant la pente statique composite.

3. – *Amplificateur différentiel*

Un exemple d'amplificateur différentiel est donné figure III-1. Les 2 transistors Q_1 et Q_2 sont couplés du côté des émetteurs au moyen de la résistance R_E. On désigne par :

I_1 et I_2 les courants émetteurs de Q_1 et Q_2,

G_{B1} et G_{B2} les conductances de chacun des circuits de polarisation d'entrée de Q_1 et de Q_2,

E_{B1} et E_{B2} les 2 sources de polarisation relatives à Q_1 et à Q_2.

On montre que :

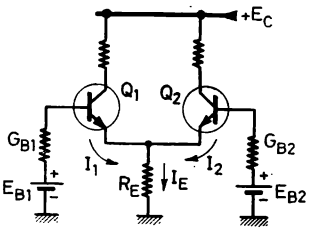


FIG. III-1.

$$I_1 = \beta_{11} \cdot J_{B1} + \beta_{12} \cdot (J_{B1} - J_{B2}), \qquad \text{(III-10)}$$

$$I_2 = \beta_{22} \cdot J_{B2} + \beta_{21} \cdot (J_{B2} - J_{B1}). \qquad \text{(III-11)}$$

avec :

$$J_{B1} = G_{B1} \cdot (E_{B1} - V_{BE1}) \quad \text{et} \quad J_{B2} = G_{B2} \cdot (E_{B2} - V_{BE2}).$$

Il s'ensuit que les dérives en courant ΔI_1 et ΔI_2 seront donnés par :

$$\Delta I_1 = \beta_{11} \cdot \Delta i_1 + \beta_{12} \cdot (\Delta i_1 - \Delta i_2), \qquad \text{(III-12)}$$

$$\Delta I_2 = \beta_{22} \cdot \Delta i_2 + \beta_{21} \cdot (\Delta i_2 - \Delta i_1). \qquad \text{(III-13)}$$

On appellera respectivement Δi_1 et Δi_2 les dérives en courant ramenées à l'entrée de Q_1 et de Q_2.

4. – *Récapitulation des formules principales*

Dérive en courant due à I_{Co}.

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta I_{Co},$$

$$\Delta I_C = S \cdot \Delta I_{Co}.$$

Dérive en courant totale.

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \Delta i_T,$$

$$\Delta i_T = \Delta I_{Co} + I_E \cdot \Delta \alpha_o - G_B \cdot \Delta V_{BE}.$$

Variations liées à R_E et G_B.

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \beta_T \cdot \left[(1 - \alpha) \frac{\Delta G_B}{G_B} - k_T \frac{\Delta R_E}{R_E}\right].$$

Amplificateur différentiel :

a) Courants émetteurs I_1 et I_2,

$$I_1 = \beta_{11} J_{B1} + \beta_{12} \cdot (J_{B1} - J_{B2}),$$

$$I_2 = \beta_{22} J_{B2} + \beta_{21} \cdot (J_{B2} - J_{B1}).$$

b) Dérivés en courant,

$$\Delta I_1 = \beta_{11} \cdot \Delta i_1 + \beta_{12} \cdot (\Delta i_1 - \Delta i_2),$$

$$\Delta I_2 = \beta_{22} \cdot \Delta i_2 + \beta_{21} \cdot (\Delta i_2 - \Delta i_1).$$

CARACTÉRISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISÉS DANS LES EXERCICES

Caractéristiques à 20 °C

Type	*Gain* α_o	*Dérive de* α_o	V_{BE}	*Dérive de* V_{BE}	I_{Co}
2N78 NPN au G_e	nominal : 0,99 dispersion : 0,98 à 0,992	$+ 0{,}5 . 10^{-4}$ par °C	0,15 V à 1 *m*A environ	− 0,8 *m*V par °C	2 µA
0 C 24 PNP au G_e	nominal : 0,99 dispersion : 0,98 à 0,995	$+ 0{,}6 . 10^{-4}$ par °C	0,3 V à 0,4 A environ	− 1,2 *m*V par °C	100 µA
2N 708 NPN au S_i	nominal : 0,98 dispersion : 0,97 à 0,992	$+ 10^{-4}$ par °C	0,7 volt à 1 *m*A environ	− 2 *m*V par °C	15 µA à 150°C
154 T_1 PNP (PEB) au G_e	nominal : 0,98 dispersion : 0,97 à 0,99	$+ 0{,}5 . 10^{-4}$ par °C	0,2 V à 1 *m*A environ	− 1 *m*V par °C	5 µA
2N 2368 NPN au S_i	nominal : 0,975 dispersion : 0,95 à 0,984	$+ 10^{-4}$ par °C	0,7 volt à 1 *m*A environ	− 1,8 *m*V par °C	20 µA à 150 °C

§ 2 – EXERCICES COMMENTÉS

1. – Courant injecté à l'entrée

ÉNONCÉ

Dans le circuit de la figure III-2, on suppose qu'un courant de valeur I est appliqué à l'entrée du circuit sur la base du transistor.

1. Donner l'expression de I_E en fonction de I, ainsi que de β_T et J_B.

2. Quelle est la variation ΔI_E liée à une variation ΔI du courant imposé à l'entrée.

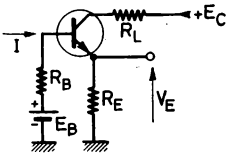


FIG. III-2.

SOLUTION

1. La résistance R_B est traversée par le courant $I_B - I$ ou $(1 - \alpha_o)\, I_E - I$. On a donc :

$$E_B = R_B\,[(1 - \alpha_o)\, I_E - I] + V_{BE} + R_E\, I_E$$

soit :

$$G_B\,(E_B - V_{BE}) = (1 - \alpha_o)\, I_E - I + R_E\, G_B\, I_E,$$

On pose :

$$J_B = G_B\,(E_B - V_{BE}) \quad , \quad R_E\, G_B = k_T$$

$$J_B = [1 - \alpha_o + k_T]\, I_E - I = \frac{1}{\beta_T}\, I_E - I.$$

On en tire :

$$I_E = \beta_T\,.\,(J_B + I).$$

2. On obtient :

$$\Delta I_E = \beta_T\,.\,\Delta I$$

si J_B est constant.

2. – *Application* : $\Delta I_E = \beta_T\, \Delta I_{CO}$

ÉNONCÉ

On considère le circuit de la figure III-3, dans lequel le courant I_{Co} modifie le courant I_E évalué selon la formule:

$$I_E = \beta_T\,.\,J_B.$$

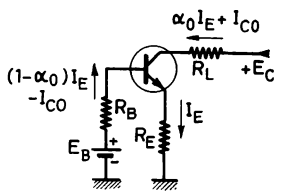


FIG. III-3.

1. Comment doit être modifiée cette dernière formule, si on veut tenir compte de la présence de I_{Co} ? Quelle est la variation ΔI_E liée à la variation ΔI_{Co}.

2. On donne $E_B = + 0{,}87$ volt, R_B : 12 K, R_E: 0,6 K. Le transistor 2N78 utilisé répond aux caractéristiques nominales données dans le tableau. Valeur de I_E si I_{Co} est nul et si $I_{Co} = 2\ \mu A$. La température est de 20 °C.

SOLUTION

1. Le courant I_{Co} joue exactement le rôle du courant I dont l'influence a été examiné à l'exercice précédent.

On a donc :

$$I_E = \beta_T (J_B + I_{Co}),$$

On voit immédiatement que si I_{Co} varie de ΔI_{Co}, on a nécessairement :

$$\Delta I_E = \beta_T . \Delta I_{Co}.$$

2. Dans le cas où $I_{Co} = 0$, on trouve :

$$I_E = \beta_T . J_B \qquad \text{avec} \qquad k_T = R_E G_B = 0{,}05,$$

$$\beta_T = \frac{1}{0{,}01 + 0{,}05} = \frac{100}{6},$$

$$J_B = G_B (E_B - V_{BE}) = \frac{10^{-3}}{12} . (0{,}87 - 0{,}15) = \frac{0{,}72}{12} . 10^{-3}\ \text{A}$$

d'où :

$$I_E = \frac{100}{6} . \frac{0{,}72}{12} 10^{-3}\ \text{A} = 1\ m\text{A}.$$

si $I_{Co} = 2\ \mu\text{A}$

$$I_E = \frac{100}{6} (0{,}06 + 0{,}002) = 1{,}03\ m\text{A}.$$

3. – $\Delta I_C = S . \Delta I_{CO}$

ÉNONCÉ

On considère le montage de la figure III-4 utilisant un transistor PNP. Une variation de courant ΔI_{Co} entraîne une variation du courant collecteur $\Delta I_C = S . \Delta I_{Co}$, S est appelé communément coefficient de stabilité.

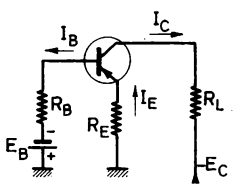


FIG. III-4.

1. Démontrer que $S = \alpha_o \beta_T + 1$,

2. On utilise un transistor OC 24 répondant aux caractéristiques nominales. On donne $R_E = 5$ ohms, $E_B = 4{,}5$ volts, comment choisir R_B pour obtenir $I_E = 0{,}4$ A en supposant $I_{Co} = 0$.

3. Si $I_{Co} = 100\ \mu A$, quelle est la nouvelle valeur de I_E et de I_C.

SOLUTION

1. Supposons d'abord que :

$$\Delta I_C = S . \Delta I_{Co}.$$

On sait que :

$$\Delta I_C = \alpha_o \Delta I_E + \Delta I_{Co}$$

par suite,

$$\Delta I_C = \alpha_o \beta_T . \Delta I_{Co} + \Delta I_{Co},$$

puisque :

$$\Delta I_E = \beta_T \Delta I_{Co},$$

et après identification :

$$S = \alpha_o \beta_T + 1.$$

On trouve d'ailleurs :

$$S = \frac{\alpha_o}{1 - \alpha_o + k_T} + 1 = \frac{1 + k_T}{1 - \alpha_o + k_T} = \frac{R_E + R_B}{R_E + R_B (1 - \alpha_o)}.$$

2. On a :

$$k_T = R_E G_B = 5 . G_B,$$

$$1 - \alpha_o + k_T = 0{,}01 + 5 G_B,$$

$$J_B = G_B (E_B - V_{BE}) = G_B . 4{,}2,$$

donc :

$$I_E = 0{,}4 = 4{,}2 . G_B \frac{1}{0{,}01 + 5 G_B},$$

ce qui conduit à l'équation :

$$0{,}004 + 2 G_B = 4{,}2 G_B.$$

La résolution donne :

$$2{,}2 G_B = 0{,}004$$

soit :

$$R_B = \frac{2{,}2}{0{,}004} = 550 \text{ ohms}.$$

3. On trouve :

$$k_T = 5 G_B = \frac{1.}{110} \qquad \text{et} \qquad \beta_T = \frac{110}{2{,}1} \simeq 52{,}5.$$

Au courant $I_E = 0{,}4$ A il faut ajouter :

$$\beta_T I_{Co} = \frac{110}{2{,}1} . 100 . 10^{-6} \text{ A} = 5{,}25 \text{ } m\text{A environ}.$$

Commentaire

Dans le montage étudié, le courant I_B *passe de :*

$$(1 - \alpha_o)\, I_E = 4\, mA$$

en l'absence du courant de fuite à :

$$(1 - \alpha_o)\, .\, I_E - I_{Co} = 3{,}9\, mA \qquad si \qquad I_{Co} = 100\ \mu A.$$

En général, on néglige l'influence du courant I_{Co} *pour les transistors au silicium, même à des températures ambiantes de l'ordre de 80 à 100 °C.*

Par contre, pour les transistors au germanium l'effet de I_{Co} *est assez sensible même à des températures de l'ordre de 50 à 60 °C. La grande influence de* I_{Co} *sur la dérive en courant a conduit, au début de l'emploi des transistors au germanium, à introduire le coefficient d'amplification de la dérive en courant S,* ($\Delta I_C = S\, .\, \Delta I_{Co}$).

En fait S étant très voisin de β_T, *on pourra les confondre très souvent. Dans l'exemple traité:*

$$\beta_T = 52{,}5 \qquad et \qquad S = 53.$$

4. – *Influence de* α_o

Énoncé

A une variation du gain statique $\Delta\alpha_o$, *sera liée une variation du courant* ΔI_E *et une variation du courant collecteur* ΔI_C. *Les variations des autres paramètres sont négligées.*

1. Trouver la relation simple existant entre:

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} \qquad et \qquad \Delta\alpha_o.$$

On cherchera également la relation existant entre:

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} \qquad et \qquad \frac{\Delta\alpha_o}{\alpha_o}.$$

On pourra pour ce dernier cas supposer que $I_{Co} = 0$.

2. On se propose d'utiliser le transistor 2N708 présentant les caractéristiques nominales du tableau. Le montage employé est celui indiqué figure III-2 avec $I = 0$.

On donne:

$$R_E = 1{,}1\ K \quad , \quad R_B = 22\ K.$$

Valeur de E_B *conduisant à* $I_E = 1\ mA$ *?*

Calculer les variations

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} \qquad et \qquad \frac{\Delta I_C}{I_C}$$

entraînées par une variation de la température ambiante de 20° C à 70° C.

SOLUTION

1. En différentiant la formule :

$$I_E = \beta_T \cdot J_B,$$

on trouve :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{\Delta \beta_T}{\beta_T} = - \frac{\Delta (1 - \alpha_o + k_T)}{1 - \alpha_o + k_T},$$

soit :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = + \frac{\Delta \alpha_o}{1 - \alpha_o + k_T} = \beta_T \cdot \Delta \alpha_o.$$

On sait que $I_C = \alpha_o I_E$, donc :

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o} + \frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o} + \beta_T \Delta \alpha_o$$

soit :

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = (\alpha_o \beta_T + 1) \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o} = S \cdot \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o}.$$

2. On trouve :

$$k_T = R_E G_B = \frac{1{,}1}{22} = 0{,}05,$$

$$\beta_T = \frac{1}{0{,}02 + 0{,}05} = \frac{100}{7} \simeq 14{,}3.$$

On doit avoir :

$$10^{-3} = \frac{100}{7} \cdot \frac{10^{-3}}{22} \cdot (E_B - 0{,}7),$$

soit :

$$1{,}54 + 0{,}70 = E_B \qquad \text{donc} \qquad E_B = 2{,}24 \text{ volts.}$$

On a :

$$\Delta T = + 50 \text{ °C},$$

$$\Delta \alpha_o = + 50 \cdot 10^{-4} = + 0{,}5 \cdot 10^{-2}.$$

Il en résulte :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \beta_T \Delta \alpha_o = 7{,}15 \cdot 10^{-2},$$

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = S \cdot \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o} = 15 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-2} = 7{,}5\, 10^{-2},$$

car :

$$S = \alpha_o \beta_T + 1 = 14 + 1 = 15.$$

Il en résulte que si :

$$\Delta T = + 50\ °C \quad , \quad \Delta I_E \simeq \Delta I_C \simeq + 0{,}07\ mA.$$

Commentaire

On démontre que:

$$\frac{\Delta \beta_o}{\beta_o} = \left(\frac{1}{1 - \alpha_o}\right) \frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o},$$

ce qui signifie qu'une variation relative $\frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o}$ *de l'ordre de 0,5 à 1 % peut se traduire par une variation énorme de* $\frac{\Delta \beta_o}{\beta_o}$. *Dans le cas de l'exercice précédent, on a :*

$$\frac{\Delta \alpha_o}{\alpha_o} = 0{,}5 \cdot 10^{-2} \quad , \quad \frac{1}{1 - \alpha_o} = 50,$$

d'où:

$$\frac{\Delta \beta_o}{\beta_o} = 25 \cdot 10^{-2} = 0{,}25.$$

Il n'est pas rare de constater que β_o *double quand on passe de 20 à 100 °C, ou au contraire diminue de moitié quand la température descend à − 40 °C.*

Les coefficients de variation sont assez mal définis, néanmoins on ne se trompe guère en prenant une valeur comprise entre 0,5 . 10⁻⁴ et 10⁻⁴ par degré centigrade.

Étant donné le sens de variation de α_o *ou de* β_o, *pour s'assurer une valeur minimum de gain, quelles que soient les conditions, on contrôlera le gain à la température la plus basse de fonctionnement.*

5. – *Variation* ΔV_{BE}

Énoncé

On considère le montage de la figure III-2 (avec I = 0), utilisant le transistor 2N708 présentant les caractéristiques nominales du tableau. On s'intéresse uniquement aux variations de V_{BE}.

On donne:

$$R_E = 1{,}1\ K \quad , \quad R_B = 22\ K \quad , \quad E_B = 3{,}78\ \text{volts}.$$

On suppose que $I_{Co} = 0$.

1. Démontrer que:

$$\Delta I_E = (- G_B \,.\, \Delta V_{BE}) \,.\, \beta_T.$$

2. Calculer I_E et sa variation liée uniquement à celle de V_{BE} lorsque la température croît de + 20 à + 80 °C ou décroît de + 20 à − 40 °C. (Pour le calcul de I_E à 20 °C, on fera $V_{BE} = 0{,}7$ volt).

Solution

1. Partons de $I_E = \beta_T \,.\, J_B$; β_T ne variant pas,

$$\Delta I_E = \beta_T \,\Delta J_B \quad , \quad \text{or} \quad J_B = G_B \,(E_B - V_{BE}),$$

donc :

$$\Delta J_B = - G_B \,.\, \Delta V_{BE},$$

et par suite on a bien :

$$\Delta I_E = [- G_B \,.\, \Delta V_{BE}]\, \beta_T.$$

2. On a : (voir exercice III-4)

$$k_T = 0{,}05 \quad , \quad \beta_T = \frac{100}{7} = 14{,}3,$$

$$J_B = \frac{10^{-3}}{22} \,.\, (3{,}78 - 0{,}70) = 10^{-3} \,.\, \frac{3{,}08}{22},$$

$$I_E = \frac{100}{7} \,.\, \frac{3{,}08}{22} \,.\, 10^{-3} = \frac{308}{154} \,.\, 10^{-3} = 2\ m\text{A}.$$

Pour une variation $\Delta T = 80 - 20 = + 60$ °C, on trouve :

$$\Delta V_{BE} = (- 2\ 10^{-3}) \,.\, 60 = - 120 \,.\, 10^{-3} \text{ volt}$$

et

$$\Delta i_v = \Delta J_B = 120 \,.\, 10^{-3} \,.\, \frac{1}{22} \,.\, 10^{-3}\ \text{A}$$

soit $5{,}45 \,.\, 10^{-6}$ A, d'où :

$$\Delta I_E = 14{,}3\ (+ 5{,}45) \,.\, 10^{-6} = 78 \,.\, 10^{-6}\ \text{A}$$

ou + 0,08 *m*A environ.

Pour une variation $\Delta T = - 40 - 20 = - 60$ °C, on trouve :

$$\Delta V_{BE} = + 120 \,.\, 10^{-3} \text{ volt},$$

$$\Delta i_v = - 5{,}45 \,.\, 10^{-6}\ \text{A}$$

d'où :

$$\Delta I_E = - 78 \,.\, 10^{-6}\ \text{A} \quad \text{ou} \quad - 0{,}08\ m\text{A environ.}$$

Commentaires

A l'inverse de la variation de α, celle de V_{BE} est assez bien définie et d'un échantillon à l'autre on retrouve sensiblement le même coefficient de variation thermique. Ce point est essentiel, car comme la contribution de ΔV_{BE} est sensiblement égale à celle de α, on pourra pratiquement diviser par deux la dérive thermique, au moyen d'un système de compensation parfaitement défini et reproductible.

Néanmoins pour les transistors au germanium, on pourra se trouver en présence de variations nettement plus faibles que celles des transistors au silicium, et dans ce cas le système correcteur risque de ne pas apporter d'avantages appréciables.

6. – *Variations de V_{BE}, α, I_{CO}*

Énoncé

Le montage utilisé est indiqué figure III-5. On donne $E_C = 11{,}2$ volts. Le transistor choisi 2N2368 répond aux caractéristiques nominales du tableau.

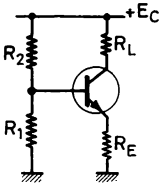


Fig. III-5.

1. Déterminer R_1 et R_2 sachant que $R_E = 1{,}1$ K, et que l'on désire $R_B = 22$ K, et $E_B = 2{,}24$ volts: (on fera $V_{BE} = 0{,}7$ volt). Quelle est la valeur de I_E ?

2. Le courant I_E a été évalué à 20 °C en supposant $I_{Co} = 0$. Évaluer Δi_T et ΔI_E lorsqu'on passe de + 20 à + 150 °C.

Solution

1. Si R_B et E_B sont fixés, on sait que :

$$R_2 = R_B \cdot \frac{E_C}{E_B} \qquad \text{et} \qquad R_1 = R_B \cdot \frac{E_C}{E_C - E_B}.$$

On trouve :

$$\frac{E_C}{E_B} = \frac{11{,}2}{2{,}24} = 5.$$

$$R_2 = 110\ \text{K},$$

$$R_1 = 22 \cdot \frac{11{,}2}{8{,}96} = 27{,}5\ \text{K}.$$

Calculons I_E :

$$k_T = 1{,}1 \cdot \frac{1}{22} = 0{,}05,$$

$$1 - \alpha_o + k_T = 0{,}025 + 0{,}05 = 0{,}075,$$

$$\beta_T = \frac{100}{7{,}5} = \frac{40}{3} = 13{,}3,$$

$$J_B = \frac{10^{-3}}{22} \cdot (2{,}24 - 0{,}70) = 70 \cdot 10^{-6}\ \text{A},$$

$$I_E = \frac{40}{3} \times 70 \cdot 10^{-6} = 0{,}93\ m\text{A}.$$

2. On a :

$$\Delta T = 150 - 20 = + 130\ °\text{C}.$$

On trouve :

$$\Delta I_{Co} = + 20 \cdot 10^{-6},$$

$$\Delta\alpha = 10^{-4} \times 130 = + 1{,}3 \cdot 10^{-2}$$

$$\Delta i_\alpha = 0{,}93 \cdot 10^{-3} \cdot 1{,}3 \cdot 10^{-2} = 1{,}21 \cdot 10^{-5} \quad \text{ou} \quad 12{,}1\ 10^{-6},$$

$$-\Delta V_{BE} = -(-1{,}8 \cdot 10^{-3}) \times 130 = 234 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta i_v = \frac{10^{-3}}{22} \cdot 234 \cdot 10^{-3} = 10{,}6 \cdot 10^{-6}.$$

La dérive en courant totale est donc égale à :

$$\Delta i_T = \Delta I_{Co} + \Delta i_\alpha + \Delta i_v = (20 + 12{,}1 + 10{,}6) \cdot 10^{-6}\ \text{A}$$

$$\Delta i_T = 42{,}7\ \mu\text{A}.$$

Il en résulte :

$$\Delta I_E = 13{,}3 \times 42{,}7 \cdot 10^{-6}\ \text{A} = 0{,}57\ m\text{A}.$$

De ce fait le courant I_E passe de 0,93 *m*A à 1,40 *m*A.

On remarquera que la contribution de I_{Co} est importante, parce qu'on s'est placé à une température très élevée.

7. – Variation de résistances

Énoncé

On se propose d'examiner l'influence de R_B et de R_E dans le montage de la figure III-2.

1. Sachant que les caractéristiques du transistor restent inchangées, et que la source E_B reste constante, démontrer que:

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \beta_T \cdot \left[(1 - \alpha) \cdot \frac{\Delta G_B}{G_B} - k_T \cdot \frac{\Delta R_E}{R_E}\right].$$

2. On pose:

$$R_B = 22\ K \quad , \quad R_E = 1{,}1\ K \quad , \quad E_B = 3{,}78 \text{ volts.}$$

Le transistor 2N708 utilisé répond aux caractéristiques nominales. Si $I = 0$ ainsi que I_{Co}, on a $I_E = 2\ mA$. Sachant que:

$$\frac{\Delta R_B}{R_B} = + 5\ \% \qquad et \qquad \frac{\Delta R_E}{R_E} = + 2\ \%$$

évaluer $\dfrac{\Delta I_E}{I_E}$.

3. Simplifier la formule dans le cas où:

$$\frac{\Delta R_B}{R_B} = \frac{\Delta R_E}{R_E} = \frac{\Delta r}{r}.$$

Calculer à nouveau

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} \qquad avec \qquad \frac{\Delta r}{r} = + 2\ \%.$$

SOLUTION

1. Partons de : $I_E = \beta_T \cdot J_B$,

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \frac{\Delta \beta_T}{\beta_T} + \frac{\Delta J_B}{J_B},$$

or :

$$\frac{\Delta \beta_T}{\beta_T} = - \frac{\Delta (1 - \alpha_o + k_T)}{1 - \alpha_o + k_T} = - \beta_T \cdot \Delta k_T,$$

$$k_T = R_E G_B \qquad \text{donc} \qquad \frac{\Delta k_T}{k_T} = \frac{\Delta R_E}{R_E} + \frac{\Delta G_B}{G_B},$$

par suite :

$$\frac{\Delta \beta_T}{\beta_T} = - \beta_T \cdot k_T \left(\frac{\Delta R_E}{R_E} + \frac{\Delta G_B}{G_B} \right),$$

En outre :

$$\frac{\Delta J_B}{J_B} = \frac{\Delta G_B}{G_B}.$$

Il en résulte :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = - \beta_T k_T \cdot \frac{\Delta R_E}{R_E} + (1 - \beta_T k_T) \frac{\Delta G_B}{G_B},$$

or :

$$1 - \beta_T k_T = 1 - \frac{k_T}{1 - \alpha_o + k_T} = \frac{1 - \alpha_o}{1 - \alpha_o + k_T} = (1 - \alpha_o)\,\beta_T,$$

par suite on trouve bien :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = \beta_T \left[(1 - \alpha_o)\frac{\Delta G_B}{G_P} - k_T \frac{\Delta R_E}{R_E}\right],$$

sachant que :

$$\frac{\Delta G_B}{G_B} = -\frac{\Delta R_B}{R_B},$$

on peut également écrire :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = -\beta_T \cdot \left[(1 - \alpha_o) \cdot \frac{\Delta R_B}{R_B} + k_T \cdot \frac{\Delta R_E}{R_E}\right].$$

2. On sait que $\beta_T = \dfrac{100}{7}$,

$$1 - \alpha_o = 0{,}02 \quad , \quad k_T = 0{,}05.$$

(voir exercice III-5)

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = -\frac{100}{7} \cdot [0{,}02 \cdot 5 + 0{,}05 \cdot 2] \cdot 10^{-2} =$$

$$-\frac{100}{7} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-2} = -2{,}85\ \%.$$

3. Dans le cas où :

$$\frac{\Delta R_B}{R_B} = \frac{\Delta R_E}{R_E} = \frac{\Delta r}{r},$$

on obtient :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = -\beta_T \cdot [1 - \alpha_o + k_T]\frac{\Delta r}{r},$$

soit :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = -\frac{\Delta r}{r}.$$

Si :

$$\frac{\Delta r}{r} = +2\ \% \quad , \quad \frac{\Delta I_E}{I_E} = -2\ \%.$$

8. – *Variation de la source E_B*

Énoncé

Dans le cas de la figure III-5 la source E_C est susceptible de varier légèrement d'une quantité ΔE_C. Cela correspond à une variation ΔE_B entraînant par conséquent une variation de courant ΔI_E.

1. Montrer que dans la formule:

$$\Delta I_E = S_{TB} \cdot \Delta E_B,$$

on a:

$$S_{TB} = \beta_T \cdot G_B.$$

Évaluer S_{TC} défini par:

$$\Delta I_E = S_{TC} \cdot \Delta E_C.$$

2. On utilise un transistor 2N2368 et on donne $R_E = 1{,}1$ K, $R_1 = 27{,}5$ K, $R_2 = 110$ K, $\alpha_0 = 0{,}975$, $V_{BE} = 0{,}7$ volt. Quelle est la valeur de I_E pour $E_C = 11{,}2$ volts, et quelle est sa variation si ΔE_C varie de $\pm$ 10 % ?

Solution

1. On a :

$$I_E = \beta_T \cdot G_B \cdot (E_B - V_{BE}).$$

Après différentiation on trouve :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot G_B \cdot \Delta E_B \qquad \text{donc} \qquad S_{TB} = \beta_T \cdot G_B.$$

On sait que :

$$E_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E_C = \frac{G_2}{G_1 + G_2} \cdot E_C,$$

$$G_B \cdot \Delta E_B = (G_1 + G_2) \cdot \frac{G_2}{G_1 + G_2} \cdot \Delta E_C = G_2 \cdot \Delta E_C.$$

donc on a également :

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot G_2 \cdot \Delta E_C,$$

ce qui montre que :

$$S_{TC} = \beta_T \cdot G_2.$$

2. En se reportant aux résultats de l'exercice III-6 on trouve :

$$R_B = 22\ K \quad , \quad E_B = 2{,}24 \text{ volts} \quad , \quad I_E = 0{,}93\ mA,$$

$$\beta_T = \frac{40}{3}.$$

On a :

$$S_{TB} = \beta_T \cdot G_B = \frac{40}{3} \cdot \frac{10^{-3}}{22} = 0{,}6 \cdot 10^{-3}\ mho.$$

La variation de $\pm$ 10 % apparaît également sur E_B.

$$\Delta E_B = \pm 2{,}24 \times 0{,}1 = \pm 0{,}224 \text{ volt.}$$

Par suite :

$$\Delta I_E = \pm 0{,}6 \cdot 10^{-3} \times 0{,}224 = \pm 0{,}134\ mA.$$

On aurait pu calculer auparavant S_{TC}.

$$S_{TC} = \beta_T \cdot G_2 = \frac{40}{330}\ 10^{-3} = 0{,}12 \cdot 10^{-3}\ mho.$$

$$\Delta E_C = \pm 11{,}2 \times 0{,}1 = \pm 1{,}12 \text{ volt.}$$

par suite :

$$\Delta I_E = \pm 0{,}12 \cdot 10^{-3} \times 1{,}12 = \pm 0{,}134\ mA.$$

9. – *Pont avec diode de compensation*

Énoncé

On considère le montage de polarisation indiqué figure III-6. Le transistor utilisé est le 2N2368 correspondant aux caractéristiques nominales du tableau. De plus on suppose que $V_{BE} = 0{,}7$ volt, $I_{Co} = 0$. La diode utilisée 1N914 présente une chute de tension V_D égale à 0,7 volt dans les conditions d'emploi considérées. Son coefficient de variation thermique est supposé égal à — 2 mV/ °C.

1. On donne: $R_1 = 30\ K$, $R_2 = 120\ K$, $R_E = 1{,}5\ K$, $E_C = 12$ volts. Quelle serait la valeur de I_E, en l'absence de la diode (V_D ou $E_1 = 0$). Quelle serait également la dérive thermique de I_E la température variant de 20 à + 80 °C.

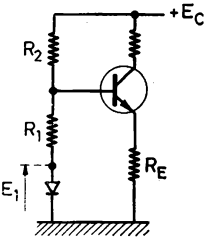


Fig. III-6.

2. Calculer à nouveau le courant I_E et la dérive ΔI_E, en présence de la diode.

SOLUTION

1. On suppose $V_D = 0$.

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 24\ K \quad , \quad k_T = \frac{1{,}5}{24} = 0{,}0625$$

$$\beta_T = \frac{1}{0{,}025 + 0{,}0625} = \frac{100}{8{,}75} = 11{,}4$$

$$E_B = 12 \cdot \frac{30}{150} = \frac{12}{5} = 2{,}4 \text{ volt.}$$

$$G_B (E_B - V_{BE}) = \frac{10^{-3}}{24} (2{,}4 - 0{,}7) = 0{,}071 \cdot 10^{-3}\ A$$

$$I_E = 11{,}4 \times 0{,}071 \cdot 10^{-3} = 0{,}81\ mA.$$

Évaluons la dérive à l'entrée Δi_T :

$$\Delta T = 60\ °C$$

$$\Delta\alpha = + 6 \cdot 10^{-3}$$

$$\Delta i_\alpha = 0{,}81 \cdot 10^{-3} \times 6 \cdot 10^{-3} = 4{,}86\ 10^{-6}\ A,$$

$$- \Delta V_{BE} = 60 \times 1{,}8 \cdot 10^{-3} = 108 \cdot 10^{-3} \text{ volt},$$

$$\Delta i_v = \frac{10^{-3}}{24} \cdot 108 \cdot 10^{-3} = 4{,}5 \cdot 10^{-6}\ A,$$

il en résulte :

$$\Delta i_T = \Delta i_\alpha + \Delta i_v = 9{,}36\ 10^{-6}\ A,$$

$$\Delta I_E = 11{,}4 \times \Delta i_T = 0{,}107\ mA.$$

On voit que :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E}$$

est de l'ordre de + 13 %.

2. On suppose cette fois $V_D \neq 0$.

Dans ce cas :

$$E_B = \frac{G_1 E_1 + G_2 E_2}{G_1 + G_2} = \frac{G_1 \cdot V_D + G_2 \cdot E_C}{G_B},$$

soit :

$$E_B = \frac{120 \cdot (0{,}7) + 30 \cdot (12)}{150} = 2{,}96 \text{ volts.}$$

$$I_E = \frac{10^{-3}}{24} (2{,}96 - 0{,}70)\ 11{,}4 = 1{,}07\ mA,$$

La dérive Δi_α reste inchangée.
La dérive Δi_V doit être retouchée :
On a :

$$\Delta i_V = G_B \cdot (\Delta E_B - \Delta V_{BE}), \text{ car cette fois } \Delta E_B \neq 0,$$

$$\Delta i_V = G_B \cdot \left(\frac{G_1}{G_B} \Delta V_D - \Delta V_{BE}\right),$$

$$\Delta i_V = G_1 \Delta V_D - G_B \cdot \Delta V_{BE}.$$

Évaluons Δi_V :

$$- \Delta V_D = 60 \times 2 \cdot 10^{-3} = 120 \cdot 10^{-3},$$

$$G_1 \Delta V_D = - \frac{10^{-3}}{30} \cdot 120 \cdot 10^{-3} = - 4 \cdot 10^{-6} \text{ A},$$

$$G_B \Delta V_{BE} = - 4{,}5 \cdot 10^{-6} \text{ A},$$

par suite :

$$\Delta i_V = - 4 \cdot 10^{-6} + 4{,}5 \cdot 10^{-6} = 0{,}5 \cdot 10^{-6} \text{ A}.$$

Il en résulte :

$$\Delta i_T = 5{,}36 \cdot 10^{-6} \text{ A} \quad , \quad \Delta I_E = 0{,}06 \, mA.$$

On voit que :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} \text{ est de l'ordre de } + 5{,}6 \, \%.$$

Elle a donc diminué sensiblement de moitié.

Commentaire

L'avantage de la diode de compensation est double. Elle diminue la dérive thermique, mais elle permet également de compenser en grande partie la chute de tension V_{BE} du transistor. Dans ces conditions une variation de la source E_C, se traduit par une variation proportionnelle, sensiblement, sur le courant I_E, puisque le pont est alimenté par E_C également.

Il en résulte que le point de fonctionnement ne s'écarte pas beaucoup des conditions optimales fixées au départ.

Au lieu d'insérer une diode, il est possible d'en placer deux voire trois, et dans ce cas une inversion de dérive est possible. Il n'est pas question, bien sûr, de supprimer complètement la dérive, mais de la diminuer dans des proportions notables, étant donné que l'on connaît le sens de variation et l'ordre de grandeur.

Dans le cas d'application considéré, on pourra obtenir d'un transistor à l'autre, des valeurs de Δi_T variant de + 6 à + 15 μA.

Le système de compensation permettra de réduire Δi_T de 4 à 6 μA.

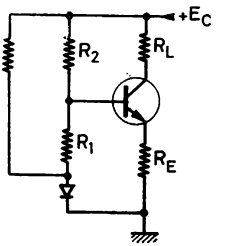


Fig. III-7.

Le courant traversant la diode de compensation est assez faible. Ce peut être un inconvénient. Dans ce cas, on peut envisager un circuit de polarisation particulier au moyen d'une résistance reliant la diode à la source unique E_C, c'est ce qui est représenté figure III-7.

10. – Dérive en tension

Énoncé

On considère le montage de la figure III-2 et on s'intéresse à la dérive en tension de sortie ΔV_E lue sur l'émetteur.

1. Donner l'expression de ΔV_E. Comment varie ΔV_E en fonction de R_E, R_B étant constant ou inversement. Donner les 2 allures de courbes. Dans le cas où R_B est constant, ΔV_E peut prendre une valeur asymptotique ΔV_{ES}.

2. En se plaçant dans les conditions de l'exercice III-5, évaluer ΔV_E et ΔV_{ES}, en considérant les dérives dues à α et V_{BE} uniquement, ($\Delta I_{Co} = 0$) dans la gamme + 20 à + 80 °C.

On rappelle que:

$$R_E = 1{,}1\ K \quad , \quad R_B = 22\ K \quad , \quad E_B = 3{,}78 \text{ volts} \quad , \quad \beta_T = \frac{100}{7},$$

$$I_E = 2\ mA$$

à 20 °C avec le transistor choisi 2N708.

Solution

1. On a :

$$V_E = R_E I_E = R_E \beta_T (E_B - V_{BE}),$$

$$\Delta V_E = R_E \beta_T . (\Delta i_\alpha + \Delta i_v) \qquad \text{puisque} \qquad \Delta I_{Co} = 0,$$

soit :

$$\Delta V_E = R_E \beta_T . I_E \Delta\alpha + R_E G_B . \beta_T . (- \Delta V_{BE}).$$

Supposons d'abord R_B constant.

Dans ce cas :

$$\Delta i_T = I_E \Delta\alpha + (- G_B \Delta V_{BE})$$

est constant également. ΔV_E dépend de R_E selon :

$$\Delta V_E = \frac{R_E}{1 - \alpha_o + R_E G_B} . \Delta i_T.$$

ΔV_E est une fonction homographique croissante en fonction de R_E.

Pour :

$$R_E = 0 \quad , \quad \Delta V_E = 0.$$

Pour R_E très grand :

$$\Delta V_E = \frac{\Delta i_T}{G_B} = R_B . \Delta i_T,$$

soit :

$$R_B \, . \, I_E \, \Delta\alpha + (- \Delta V_{BE}).$$

Si par contre R_E est constant, on doit écrire :

$$\Delta V_E = \frac{R_E \, I_E \, . \, \Delta\alpha + R_E \, . \, G_B \, (- \Delta V_{BE})}{1 - \alpha + R_E \, G_B},$$

ΔV_E est encore une fonction homographique de G_B.
Pour $G_B = 0$,

$$\Delta V_E = \, . \frac{R_E \, . \, I_E}{1 - \alpha} \, . \, \Delta\alpha.$$

Pour G_B très grand, $\Delta V_E = (- \Delta V_{BE})$.

ΔV_E est bien entendu, également une fonction homographique de $R_B = \frac{1}{G_B}$.

La figure III-8 donne les 2 courbes représentatives tracées à R_B constant, à droite de l'axe des ordonnées, et à R_E constant à gauche.

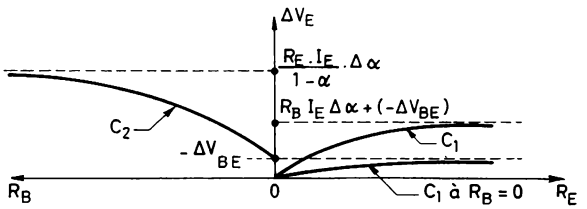


FIG. III-8.

La courbe C_1 représentant ΔV_E en fonction de R_E admet l'asymptote :

$$\Delta V_{ES} = R_B \, I_E \, \Delta\alpha + (- \Delta V_{BE}).$$

La courbe C_2 représentant ΔV_E en fonction de R_B admet l'asymptote :

$$\frac{R_E \, I_E}{1 - \alpha} \, . \, \Delta\alpha.$$

2. Applications numériques :

$$\Delta i_\alpha = I_E \, . \, \Delta\alpha = 2 \, . \, 10^{-3} \, . \, 6.10^{-3} = 12 \, . \, 10^{-6} \text{ A},$$

$$\Delta i_V = 5{,}45 \, . \, 10^{-6} \text{ A},$$

$$\Delta i_T = 17{,}45 \, . \, 10^{-6} \text{ A},$$

$$\Delta I_E = \frac{100}{7} \, . \, 17{,}45 \, . \, 10^{-6} = 0{,}25 \, . \, 10^{-3} \text{ A},$$

$$\Delta V_E = 1{,}1 \, . \, 10^3 \, . \, 0{,}25 \, . \, 10^{-3} = 0{,}275 \text{ volt}.$$

On trouve également :

$$\Delta V_{ES} = 22.10^3 \cdot 2.10^{-3} \cdot 6.10^{-3} + 0{,}12 = 0{,}384 \text{ volt.}$$

L'asymptote de la courbe C_2 est égale à :

$$\frac{R_E \cdot I_E}{1 - \alpha} \cdot \Delta\alpha = 50 \cdot 2{,}2 \cdot 6.10^{-3} = 0{,}66 \text{ volt.}$$

Commentaire

Dans les montages dits à collecteur commun, où la sortie du signal s'effectue sur l'émetteur, on s'intéresse avant tout à la dérive en tension.

Pour diminuer cette dérive ,il faut accepter une dérive en courant ΔI_E plus importante, puisqu'il faut réduire R_E.

Dans le cas d'amplification de signaux continus, R_E est souvent la charge de sortie. De plus R_B devient alors la résistance de source qui normalement est faible.

Le cas d'utilisation le plus courant est alors celui où R_E est supposé très grand et R_B très petit.

Il faut donc considérer l'asymptote de C_1 tracé pour $R_B = 0$.

On voit que la dérive en tension sera très proche de $-\Delta V_{BE}$.

Si ces hypothèses ne sont pas vérifiées, une estimation rapide de la limite supérieure de la dérive ΔV_E sera donnée par le calcul de:

$$\Delta V_{ES} = R_B I_E \Delta\alpha + (-\Delta V_{BE}).$$

Puisque ΔV_{BE} est tellement gênant, on peut chercher à atténuer son effet en introduisant dans le circuit de polarisation une diode de compensation, comme cela est fait à la figure III-7.

La dérive en tension devient:

$$\Delta V_E = \frac{R_E}{1 - \alpha_0 + R_E G_B} \cdot [I_E \cdot \Delta\alpha + G_1 \Delta V_D - G_B \Delta V_{BE}].$$

Si la résistance R_E est importante on obtient:

$$\Delta V_{ES} = R_B \cdot I_E \Delta\alpha + G_1 \cdot R_B \Delta V_D - \Delta V_{BE},$$

comme ΔV_D et ΔV_{BE} sont toujours de même signe, il est possible de réduire ΔV_{ES} sans difficulté, de manière appréciable.

11. – *Liaison directe E.C.-C.C.*

Énoncé

On considère le montage de la figure III-9 constitué de 2 transistors Q_1 et Q_2 présentant des gains en courant α_0 et des chutes de tension V_{BE} respectivement égaux à α_1, V_1 et α_2, V_2.

On désignera par I_1 et I_2 les courants émetteurs de Q_1 et Q_2.

1. Dans le cas où $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, *évaluer le courant* I_2 *ainsi que la tension* V_E *repérée sur l'émetteur de* Q_2.

2. Dans le cas où Q_1 *est bloqué* ($I_1 = 0$), *donner l'expression du courant* I_2. *On introduira le gain composite* β_{T2} *relatif au deuxième étage* ($\alpha_2 \neq 1$).

3. Q_1 *étant polarisé normalement, le courant* I_1 *n'est plus nul. En supposant* $\alpha_1 \neq 1$ *évaluer* I_2 *à nouveau, d'abord en fonction de:*

$$J_2 = (E_C - V_2)\,\frac{1}{R_L} \text{ et } I_1$$

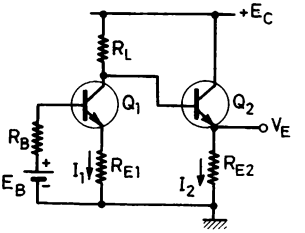


FIG. III-9.

et ensuite en fonction de:

$$J_2 \text{ et } J_1 = (E_B - V_1) \cdot \frac{1}{R_B}.$$

SOLUTION

1. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$

$$I_1 = \frac{1}{R_{E1}}\,[E_B - V_1],$$

et en appliquant la loi d'Ohm à la branche R_L, Q_2, R_{E2} ;

$$E_C - V_2 = R_L \cdot I_1 + R_{E2} \cdot I_2.$$

Il en résulte :

$$I_2 = \frac{1}{R_{E2}} \cdot (E_C - V_2) - \frac{R_L}{R_{E1} \cdot R_{E2}}\,(E_B - V_1),$$

$$V_E = R_{E2} \cdot I_2 = E_C - V_2 - \frac{R_L}{R_{E1}} \cdot (E_B - V_1).$$

2. Si $I_1 = 0$ on calcule I_2 selon :

$$I_2 = \beta_{T2} \cdot J_2$$

avec :

$$J_2 = \frac{1}{R_L}\,(E_C - V_2) = G_L\,(E_C - V_2),$$

et :

$$\beta_{T2} = \frac{1}{1 - \alpha_2 + G_L \cdot R_{E2}}.$$

3. Si le courant I_1 n'est pas nul, on aura :

$$I_2 = \beta_{T2}\,(J_2 - \alpha_1 I_1),$$

il suffit d'appliquer la formule :

$$I_E = \beta_T \cdot (J_B + I)$$

établi à l'exercice III-1 ; le courant I imposé provient du transistor Q_1, dont le courant collecteur est $-\alpha_1 I_1 = I$.

D'autre part :

$$I_1 = \beta_{T1} \cdot J_1$$

avec :

$$J_1 = G_B \cdot (E_B - V_1)$$

$$\beta_{T1} = \frac{1}{1 - \alpha_1 + G_B \cdot R_{E1}},$$

On aura donc également :

$$I_2 = \beta_{T2} \cdot [J_2 - \alpha_1 \cdot \beta_{T1} \cdot J_1].$$

12. – *Liaison directe E.C.-C.C. Application*

Énoncé

Dans le montage de la figure III-9 on donne:

$$R_B = 22\ K\ ,\quad R_{E1} = 2{,}2\ K\ ,\quad R_L = 4{,}7\ K\ ,\quad R_{E2} = 3{,}3\ K.$$

$$E_B = 2{,}9 \text{ volts}\ ,\quad E_C = +\ 12 \text{ volts}.$$

1. Évaluer les courants I_1 et I_2 des transistors Q_1 et Q_2 sachant que leurs gains α_o sont égaux à un, et que les chutes de tension V_{BE} sont de 0,7 volt.

2. On suppose cette fois que les transistors 2N708 utilisés répondent aux caractéristiques nominales du tableau et que de plus $I_{Co} = 0$. On admettra toujours $V_{BE} = 0{,}7$ volt. Évaluer à nouveau I_1 et I_2.

Solution

1. On trouve en appliquant les résultats de III-§ 2-11

$$I_1 = \frac{1}{2{,}2} \cdot (2{,}9 - 0{,}7) \cdot 10^{-3} = 1\ mA,$$

$$I_2 = \frac{1}{3{,}3}(12 - 0{,}7) - \frac{4{,}7}{2{,}2 \cdot 3{,}3}(2{,}9 - 0{,}7),$$

$$I_2 = \frac{11{,}3 \cdot 2{,}2 - 4{,}7 \cdot 2{,}2}{3{,}3 \cdot 2{,}2} = 2\ mA.$$

2. On trouve :

$$1 - \alpha_1 + G_B \cdot R_{E1} = 0{,}02 + \frac{10^{-3}}{22} \cdot 2{,}2\ 10^3 = 0{,}12,$$

$$\beta_{T1} = 8{,}3,$$

$$J_1 = \frac{10^{-3}}{22} \cdot (2{,}9 - 0{,}7) = 0{,}1 \cdot 10^{-3}\ A,$$

soit :

$$I_1 = \beta_{T1} \cdot J_1 = 0{,}83\ mA,$$

$$1 - \alpha_2 + G_L \cdot R_{E2} = 0{,}02 + \frac{1}{4{,}7}\ 3{,}3 = 0{,}72,$$

$$\beta_{T2} = 1{,}4,$$

$$J_2 = \frac{10^{-3}}{4{,}7}\ (12 - 0{,}7) = 2{,}4\ mA.$$

En exprimant en *m*A on obtient :

$$I_2 = 1{,}4 \cdot [2{,}4 - 0{,}98 \cdot 0{,}83] = 1{,}4 \cdot 1{,}59 = 2{,}22\ mA.$$

Par rapport au cas idéal examiné au premier paragraphe, on voit que l'erreur n'est que d'un peu plus de 10 %.

*13. – **Liaison directe par transistors complémentaires***

ÉNONCÉ

Dans le montage (fig. III-10), le collecteur du transistor NPN (Q_1) est relié directement à la base du transistor PNP (Q_2). Les courants émetteurs sont désignés par I_1 et I_2. On donne:

E_1 : + 0,65 volt , R_B = 60 K,

R_1 = 4,7 K,

R_2 : + 0,5 K , E_2 = + 6 volts.

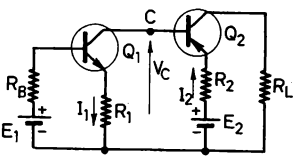


FIG. III-10.

Les caractéristiques des transistors sont les suivantes à 20 °C.

Q_2, transistor PEB 154 T_1 , α_o : 0,98, V_{BE} : 0,3 volt,

I_{Co} = 0.

Q_1, transistor 2N78 , α_o : 0,99, V_{BE} : 0,1 volt,

I_{Co} = 0.

1. Calculer les courants I_1 et I_2 et la tension V_C repérée en C, à 20 °C.

2. Le température passe de 20 à 50 °C. On admet que les caractéristiques de Q_2 restent inchangées. Les variations de α_o et V_{BE} de Q_1 sont données dans le tableau, à la ligne mentionnant les propriétés du transistor 2N78. On supposera que $\Delta I_{Co} = 1\mu A$. Calculer la variation ΔI_2 résultant des changements des caractéristiques de Q_1.

SOLUTION

1. On a :

$$I_1 = \beta_{T1} \cdot J_1,$$

avec :

$$\beta_{T1} = \frac{1}{0{,}01 + \frac{4{,}7}{60}} = \frac{1}{0{,}088} = 11{,}4,$$

$$J_1 = \frac{10^{-3}}{60} \cdot [0{,}65 - 0{,}10] = 9{,}2 \cdot 10^{-6}\,A,$$

$$I_1 = 105\ \mu A,$$

et le courant collecteur de Q_1 est égal à :

$$I_{C1} = \alpha_1 I_1 = 104\ \mu A.$$

Ce courant I_{C1} devient le courant base du transistor Q_2 et on a :

$$I_{C1} = (1 - \alpha_2)\, I_2,$$

si α_2 est le gain du deuxième transistor, donc :

$$I_2 = 50 \cdot 104 \cdot 10^{-6} = 5{,}2\ 10^{-3}\,A \quad \text{ou} \quad 5{,}2\ mA.$$

Pour le calcul de V_C on part de :

$$V_C = E_2 - R_2 I_2 - V_2,$$

si V_2 est la chute de tension base-émetteur de Q_2.
Par conséquent :

$$V_C = 6 - 0{,}5 \cdot 10^3 \cdot 5{,}2 \cdot 10^{-3} - 0{,}3 = +\ 3{,}1 \text{ volts.}$$

2. Si $\Delta T = +\ 30$ °C, on aura pour Q_1 :

$$\Delta i_\alpha = 105 \cdot 10^{-6} \cdot 15 \cdot 10^{-4} = 0{,}16 \cdot 10^{-6}\,A, \text{ environ,}$$

$$\Delta i_V = \frac{10^{-3}}{60} \cdot 24 \cdot 10^{-3} = 0{,}40 \cdot 10^{-6}\,A,$$

$$\Delta i_T = 0{,}56 \cdot 10^{-6}\,A + 10^{-6}\,A,$$

$$\Delta I_1 = \beta_{T1} \cdot \Delta i_T = 11{,}4 \times 1{,}56 \cdot 10^{-6}\,A,$$

$$\Delta I_1 = 17{,}8 \cdot 10^{-6}\,A,$$

$$\Delta I_{C1} = \alpha_1 \cdot \Delta I_1 + \Delta I_{Co} = 17{,}6 + 1 = 18{,}6 \cdot 10^{-6}\,A.$$

Le courant I_2 est affecté d'une variation ΔI_2 évaluée selon :

$$\Delta I_2 = \frac{1}{1 - \alpha_2} . \Delta I_{C1} = 50 \times 18{,}6 . 10^{-6} \text{ A},$$

soit :

$$\Delta I_2 = + 0{,}93 \text{ } m\text{A}.$$

14. – Amplificateur différentiel. Symétrie parfaite

Énoncé

L'amplificateur différentiel étudié correspond au schéma de la figure III-1. On suppose que les 2 transistors Q_1 *et* Q_2 *sont rigoureusement identiques.*

On admet de plus que $G_{B1} = G_{B2}$.

1. En supposant $E_{B1} \neq E_{B2}$, *donner l'expression des courants* I_1 *et* I_2 *en fonction de:*

$$J_{B1} = G_B . (E_{B1} - V_{BE}) \qquad \textit{et} \qquad J_{B2} = G_B . (E_{B2} - V_{BE}).$$

2. On donne:

$$G_{B1} = G_{B2} = G_B = 0{,}5 . 10^{-4} \textit{ mho},$$

$$R_E = 4{,}7 \text{ K},$$

$$E_{B1} = 12 \text{ volts}, \quad E_{B2} = 12{,}02 \text{ volts}.$$

Les transistors employés 2N708 répondent aux caractéristiques nominales du tableau. On pose $I_{Co} = 0$. *La température de fonctionnement est 20 °C. Calculer* I_1 *et* I_2.

Solution

1. On a, sachant que $G_B = \frac{1}{R_B}$:

$$E_{B1} = (1 - \alpha_o) R_B . I_1 + V_{BE} + R_E . (I_1 + I_2),$$

$$E_{B2} = (1 - \alpha_o) R_B . I_2 + V_{BE} + R_E . (I_1 + I_2),$$

soit :

$$J_{B1} = (1 - \alpha_o) I_1 + R_E G_B . (I_1 + I_2),$$

$$J_{B2} = (1 - \alpha_o) I_2 + R_E G_B . (I_1 + I_2).$$

On peut poser :

$$k_T = R_E \cdot G_B \qquad \text{et} \qquad \beta_T = \frac{1}{1 - \alpha_o + k_T},$$

il en résulte :

$$J_{B1} = (1 - \alpha_o) \cdot I_1 + k_T \cdot (I_1 + I_2),$$

$$J_{B2} = (1 - \alpha_o) \cdot I_2 + k_T \cdot (I_1 + I_2).$$

Évaluons respectivement :

$$I_1 + I_2 \qquad \text{et} \qquad I_1 - I_2.$$

En ajoutant membre à membre les 2 dernières équations, on trouve :

$$J_{B1} + J_{B2} = [1 - \alpha_o + 2k_T] \cdot (I_1 + I_2)$$

d'où :

$$I_1 + I_2 = \frac{J_{B1} + J_{B2}}{1 - \alpha_o + 2k_T},$$

en soustrayant membre à membre ces mêmes équations, on trouve :

$$J_{B1} - J_{B2} = (1 - \alpha_o) \cdot (I_1 - I_2)$$

d'où :

$$I_1 - I_2 = \frac{J_{B1} - J_{B2}}{1 - \alpha_o}.$$

En effectuant à nouveau, une addition et une soustraction, membre à membre des 2 dernières égalités, on en déduit immédiatement $2I_1$ et $2I_2$, donc I_1 et I_2 en fonction de J_{B1} et J_{B2}.

On obtient :

$$2I_1 = \frac{J_{B1} + J_{B2}}{1 - \alpha_o + 2k_T} + \frac{J_{B1} - J_{B2}}{1 - \alpha_o},$$

$$I_1 = \frac{J_{B1}}{1 - \alpha_o + 2k_T} + \frac{k_T}{1 - \alpha_o} \cdot \frac{1}{1 - \alpha_o + 2k_T} \cdot (J_{B1} - J_{B2}),$$

de même :

$$I_2 = \frac{J_{B2}}{1 - \alpha_o + 2k_T} + \frac{k_T}{1 - \alpha_o} \cdot \frac{1}{1 - \alpha_o + 2k_T} \cdot (J_{B2} - J_{B1}).$$

Ces 2 expressions se mettent sous la forme :

$$I_1 = \beta_{11} \cdot J_{B1} + \beta_{12} \cdot (J_{B1} - J_{B2}),$$

$$I_2 = \beta_{22} \cdot J_{B2} + \beta_{21} \cdot (J_{B2} - J_{B1}),$$

à condition de poser :

$$\beta_{11} = \beta_{22} = \frac{1}{1 - \alpha_o + 2k_T},$$

$$\beta_{12} = \beta_{21} = \frac{1}{1 - \alpha_o + 2k_T} \cdot \frac{k_T}{1 - \alpha_o}.$$

On voit en particulier que :

$$\beta_{12} = \frac{k_T}{1 - \alpha_o} \cdot \beta_{11}.$$

2. Application numérique :

$$k_T = R_E \, . \, G_B = 4{,}7 \, . \, 10^3 \, . \, 0{,}5 \, . \, 10^{-4} = 0{,}235$$

$$1 - \alpha_o + 2k_T = 0{,}02 + 0{,}47 = 0{,}49.$$

$$\beta_{11} = \beta_{22} = \frac{1}{0{,}49} = 2{,}04$$

$$\beta_{12} = \beta_{21} = \frac{0{,}235}{0{,}02} \, . \, 2{,}04 = 23{,}97$$

$$J_{B1} = 0{,}5 \, . \, 10^{-4} \, . \, (12 - 0{,}7) = 0{,}565 \, mA,$$

$$J_{B2} = 0{,}5 \, . \, 10^{-4} \, . \, (12{,}02 - 0{,}7) = 0{,}566 \, mA.$$

En exprimant les courants en *m*A, on trouve :

$$I_1 = 2{,}04 \, . \, 0{,}565 + 23{,}97 \, [- 0{,}001] = 1{,}153 - 0{,}024 = 1{,}129 \, mA,$$

$$I_2 = 2{,}04 \, . \, 0{,}566 + 23{,}97 \, . \, [+ 0{,}001] = 1{,}155 + 0{,}024 = 1{,}179 \, mA.$$

On constate que :

$$I_2 - I_1 = 0{,}05 \, mA,$$

ce qu'on aurait pu trouver directement à partir de :

$$I_2 - I_1 = \frac{1}{1 - \alpha_o} \, . \, (J_{B1} - J_{B2}) = 50 \, . \, 0{,}001 = 0{,}05 \, mA.$$

15. – Amplificateur différentiel polarisé en courant. Montage dissymétrique

Énoncé

Le schéma de l'amplificateur différentiel examiné est donné figure III-11 (p. 122). Le courant de polarisation du circuit des émetteurs, I, est imposé par le transistor Q. *Les transistors* Q_1 *et* Q_2 *sont légèrement différents. Ils présentent un gain* α_o *respectivement égal à* α_1 *et* α_2, *et une chute de tension* V_{BE} *égale à* V_1 *et* V_2.

1. Exprimer I_1 et I_2 en fonction de I et:

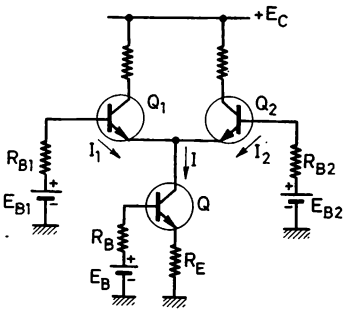


FIG. III-11.

$$\Delta V_{12} = (E_{B1} - V_1) - (E_{B2} - V_2).$$

On posera:

$$r_1 = R_{B1}(1 - \alpha_1) \quad \textit{et} \quad r_2 = R_{B2}(1 - \alpha_2).$$

2. Calculer I_1 et I_2 pour:

$I = 2\ mA$

$E_{B1} = E_{B2} = 12$ volts

$V_1 = 0{,}7$ volt , $V_2 = 0{,}69$ volt

$R_{B1} = R_{B2} = 50$ K

$\alpha_1 = 0{,}98$, $\alpha_2 = 0{,}982.$

SOLUTION

1. Appliquons la loi d'Ohm le long de la branche E_{B1}, R_{B1}, Q_1, Q_2, R_{B2}, E_{B2} :

$$E_{B1} - R_{B1}(1 - \alpha_1) I_1 - V_1 - E_{B2} + R_{B2}(1 - \alpha_2) I_2 + V_2 = 0,$$

ou encore :

$$(E_{B1} - V_1) - (E_{B2} - V_2) - R_{B1}(1 - \alpha_1) . I_1 + R_{B2}(1 - \alpha_2) I_2 = 0,$$

$$\Delta V_{12} - r_1 . I_1 + r_2 I_2 = 0.$$

D'un autre côté :

$$I_1 + I_2 = I.$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\Delta V_{12} - r_1 I_1 - r_1 I_2 + (r_1 + r_2) I_2 = 0,$$

$$\Delta V_{12} - r_1 . I + (r_1 + r_2) I_2 = 0.$$

De la même manière on obtient :

$$\Delta V_{12} + r_2 . I - (r_1 + r_2) I_1 = 0.$$

On en déduit :

$$I_1 = \frac{\Delta V_{12}}{r_1 + r_2} + \frac{r_2}{r_1 + r_2} . I,$$

$$I_2 = -\frac{\Delta V_{12}}{r_1 + r_2} + \frac{r_1}{r_1 + r_2} . I.$$

2. Applications numériques :

$$I = 2 \cdot 10^{-3}\ A,$$

$$\Delta V_{12} = E_{B1} - E_{B2} - V_1 + V_2 = -0{,}7 + 0{,}69 = -0{,}01 \text{ volt},$$

$$\frac{r_1}{r_1 + r_2} = \frac{R_{B1}(1 - \alpha_1)}{R_{B1}(1 - \alpha_1) + R_{B2}(1 - \alpha_2)} = \frac{1 - \alpha_1}{2 - \alpha_1 - \alpha_2},$$

soit :

$$\frac{r_1}{r_1 + r_2} = \frac{0{,}02}{2 - 1{,}962} = 0{,}525,$$

$$\frac{r_2}{r_1 + r_2} = \frac{1 - \alpha_2}{2 - \alpha_1 - \alpha_2} = \frac{0{,}018}{2 - 1{,}962} = 0{,}473.$$

En exprimant le courant en *m*A, on obtient :

$$I_1 = \frac{-0{,}01}{50\ (0{,}038)} + 0{,}473 \cdot 2 = 0{,}941,$$

$$I_2 = \frac{+0{,}01}{50\ (0{,}038)} + 0{,}525 \cdot 2 = 1{,}055.$$

En effet :

$$\frac{\Delta V_{12}}{r_1 + r_2} = \frac{\Delta V_{12}}{R_B(2 - \alpha_1 - \alpha_2)} = \frac{-0{,}01}{50\ (0{,}038)},$$

si R_B est exprimé en K.

On constate que $I_1 + I_2 = 1{,}996$ *m*A ; ce qui est très voisin de 2 *m*A.

16. – Amplificateur différentiel symétrique. Dérive due à V_{BE}

Énoncé

On considère l'amplificateur différentiel symétrique répondant au schéma de la figure III-1, ses performances ont été examinées à l'exercice III-§2-14; on pourra utiliser les formules qui ont été établies dans la solution.

On admet que la variation de température ne provoque de modifications que sur les chutes de tension V_{BE}, donc:

$$\Delta\alpha = 0 \qquad \textit{et} \qquad \Delta I_{Co} = 0.$$

Cependant on suppose que ces variations ne sont pas les mêmes, et on posera:

$\Delta V_1 = \Delta V_{BE}$ pour le transistor Q_1,

$\Delta V_2 = \Delta V_{BE}$ pour le transistor Q_2.

1. *Évaluer les dérives* ΔI_1 *et* ΔI_2 *provenant des variations* ΔV_1 *et* ΔV_2.
2. *On pose:*

$$G_B = 0{,}5 \cdot 10^{-4}\ mho \quad , \quad R_E = 4{,}7\ K \quad , \quad \alpha_o = 0{,}98.$$

Pour Q_1, *la dérive de* V_{BE} *est égale à* $-2{,}2\ mV/°C$, *pour* Q_2, *la dérive de* V_{BE} *est égale à* $-1{,}8\ mV/°C$. *La température de fonctionnement varie de 20 °C à 80° C. Calculer* ΔI_1, ΔI_2, *ainsi que* $\Delta I_1 - \Delta I_2$.

Solution

1. On obtient :

$$\Delta I_1 = \beta_{11} \cdot \Delta J_{B1} + \beta_{12} \cdot (\Delta J_{B1} - \Delta J_{B2}),$$

$$\Delta I_2 = \beta_{22} \cdot \Delta J_{B2} + \beta_{21} \cdot (\Delta J_{B2} - \Delta J_{B1}),$$

avec :

$$\Delta J_{B1} = - G_B \cdot \Delta V_1 \quad , \quad \Delta J_{B2} = - G_B \cdot \Delta V_2.$$

Désignons par S_T la pente statique :

$$\frac{G_B}{1 - \alpha_o + 2k_T}.$$

On trouve :

$$\Delta I_1 = S_T \cdot \left[- \Delta V_1 + \frac{k_T}{1 - \alpha_o} (- \Delta V_1 + \Delta V_2) \right],$$

$$\Delta I_2 = S_T \cdot \left[- \Delta V_2 \frac{k_T}{1 - \alpha_o} \quad (- \Delta V_1 + \Delta V_2) \right].$$

2. Applications numériques :

$$\Delta V_1 = - 2{,}2 \times 60 = - 132\ mV,$$

$$\Delta V_2 = - 1{,}8 \times 60 = - 108\ mV.$$

On sait que :

$$k_T = 0{,}235 \quad , \quad 1 - \alpha_o + 2k_T = 0{,}49,$$

$$S_T = 0{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot \frac{1}{0{,}49} = 1{,}02 \cdot 10^{-4}\ mho,$$

$$\frac{k_T}{1 - \alpha_o} = 11{,}75.$$

Calcul de ΔI_1 :

$$- \Delta V_1 + \frac{k_T}{1 - \alpha_o} (- \Delta V_1 + \Delta V_2) = 132 + 11{,}75\ (132 - 108) =$$

$$= 132 + 284 = 416\ mV \text{ ou } 0{,}416 \text{ volt.}$$

$$\Delta I_1 = 1{,}02 \cdot 10^{-4} \cdot 0{,}416 = 0{,}42 \cdot 10^{-4} \quad \text{ou} \quad + 0{,}04\ mA \text{ environ.}$$

Calcul de ΔI_2 :

$$-\Delta V_2 - \frac{k_T}{1-\alpha_0}(-\Delta V_1 + \Delta V_2) = 108 - 284 = -176\,mV \quad \text{ou} \quad -0{,}176\,v.$$

$$\Delta I_2 = 1{,}02 \cdot 10^{-4}\,(-0{,}176) = -0{,}18 \cdot 10^{-4} \quad \text{ou} \quad -0{,}02\,mA \text{ environ.}$$

Calcul de $\Delta I_1 - \Delta I_2$:

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = +0{,}04 + 0{,}02 = +0{,}06\,mA,$$

On sait que :

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = \frac{1}{1-\alpha_0}(\Delta J_{B1} - \Delta J_{B2}) = \frac{G_B}{1-\alpha_0}(-\Delta V_1 + \Delta V_2)$$

$$\Delta I_1 - \Delta I_2 = 50 \cdot 0{,}5 \cdot 10^{-4} \cdot (0{,}132 - 0{,}108) = 0{,}6 \cdot 10^{-4},$$

soit 0,06 *m*A également.

§ 3 – PROBLÈMES

1. – Énoncés

a) Premier problème. (Montage E.C./C.C.)

On se propose d'étudier le montage de la figure III-9. Les gains α_0 *et chutes de tension* V_{BE} *des 2 transistors* Q_1 *et* Q_2 *seront désignés respectivement par* α_1 *et* α_2 *d'une part, et par* V_1, V_2 *d'autre part. Pour alléger les notations on désignera également par* R_1 *et* R_2 *les 2 résistances émetteur* R_{E1} *et* R_{E2}. V_{o1} *et* V_{o2} *désignent les tensions collecteur-émetteur des transistors* Q_1 *et* Q_2. *On appellera* λ_1 *le paramètre de position du premier étage, introduit par la relation:*

$$\lambda_1 V_{o1} = V_A \qquad \textit{avec} \qquad V_A = E_C - R_1 I_1.$$

1. En supposant:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1 \quad , \quad V_2 = 0,$$

comment choisir I_1 *de façon que la relation* $\lambda_1 \cdot V_{o1} = V_A$ *soit vérifiée. Donner les expressions de* V_{o1} *et* V_{o2} *en fonction de* E_C, λ_1 *et les résistances. Comparer* V_{o2} *à* V_{o1} *et discuter leurs positions relatives. Examiner le cas où* $V_{o2} = V_{o1}$. V_{o2} *dépend-il de* R_2 *?*

2. On donne:

$$R_L = 4{,}7\,K \quad , \quad R_1 = 2{,}6\,K \quad , \quad R_2 = 3{,}3\,K \quad , \quad V_2 = 0 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 1.$$

Déterminer V_{o1}, V_{o2}, I_1, I_2 *avec* $E_C = 12$ *volts,* $\lambda_1 = 2$.

3. On admet cette fois que α_1 *et* α_2 *sont différents de 1, et* $V_2 \neq 0$. *En désignant respectivement par* β_1 *et* β_2 *les gains statiques de chacun des étages, le gain statique composite résultant s'écrit:*

$$\beta_T = \alpha_1 \beta_1 \beta_2.$$

Donner l'expression de la dérive de sortie ΔI_2 *en fonction des dérives* Δi_1 *et* Δi_2 *propres à chaque étage. En déduire la dérive en courant ramenée à l'entrée*

$$\Delta i_T = \frac{\Delta I_2}{\beta_T}.$$

Pour définir le gain statique β_2 *et la dérive* Δi_2 *du second étage, il faut considérer isolément l'ensemble* R_L, Q_2, R_2, *le transistor* Q_1 *étant déconnecté.*

Applications numériques:

les 2 transistors Q_1 *et* Q_2 *sont identiques: 2N708, et sont conformes aux caractéristiques nominales du tableau.*

On a $\Delta I_{Co} = 0$,

La température passe de 20 à 100 °C.

Calcul de

$$\Delta i_1 \quad , \quad \Delta i_2 \quad , \quad \Delta i_T$$

avec:

$R_L = 4{,}7$ K , $R_1 = 2{,}6$ K , $R_2 = 3{,}3$ K , $E_C = 12$ volts , $E_B = 4{,}34$ volts

$R_B = 52$ K.

b) Deuxième problème

Le montage étudié comporte 2 transistors Q_1 *et* Q_2, *polarisés en particulier au moyen d'une réaction de tension assurée par la résistance r reliant l'émetteur de* Q_2 *à la base de* Q_1 *(fig. III-12). Les gains* α_o *et les chutes de tension* V_{BE} *de* Q_1 *et* Q_2 *sont désignés par:*

α_1 , V_1 *pour* Q_1

et par:

α_2 , V_2 *pour* Q_2.

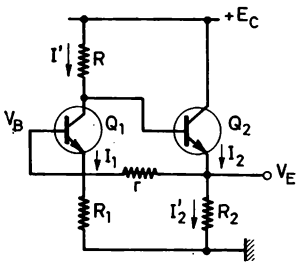


Fig. III-12.

1. On suppose que $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$. *Donner l'expression de* I_1 *et de* I_2. *Calculer la tension de polarisation* V_o *(tension émetteur-collecteur) de* Q_1.

Application numérique:

$$R = 3{,}2\ K \quad , \quad R_1 = 1{,}8\ K \quad , \quad R_2 = 2{,}5\ K,$$

$$E_C = 9\ \text{volts} \quad , \quad V_1 = V_2 = 0{,}7\ \text{volt},$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1.$$

2. On se fixe:

$$I_1 = 1{,}50\ mA \quad , \quad I_2 = 1{,}40\ mA,$$

On donne d'autre part:

$$R_2 = 2{,}5\ K \ , \ \alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98 \ , \ R_1 = 1{,}8\ K \ , \ V_1 = V_2 = 0{,}7\ \text{volt}.$$

Comment faut-il choisir r et R ?

3. On revient au cas où $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$. *Donner l'expression des dérives en courant* ΔI_1 *et* ΔI_2 *en fonction de* ΔV_2 *et* ΔV_1. *On suppose que* V_2 *et* V_1 *diminue de 2 mV par degré C. Évaluer les dérives* ΔI_1 *et* ΔI_2 *lorsque la température croît de 20 à 100 °C. On pose:*

$$R = 3{,}2\ K \quad , \quad R_1 = 1{,}8\ K \quad , \quad R_2 = 2{,}5\ K.$$

c) Troisième problème

On considère le montage de la figure III-12. Les gains α_0 *et les chutes de tension* V_{BE} *sont désignés par:*

$$\alpha_1,\ V_1 \textit{ pour } Q_1 \quad , \quad \alpha_2,\ V_2 \textit{ pour } Q_2.$$

1. Expression des courants I'_2 *et* I' *indiqués sur le schéma en fonction de* I_1 *et* I_2.

2. Montrer que la détermination des courants I_1 *et* I_2 *s'effectue selon le système:*

$$E_C - V_2 = A_1 \,.\, I_1 + A_2 \,.\, I_2,$$

$$E_C - V_2 - V_1 = B_1 \,.\, I_1 + B_2 \,.\, I_2.$$

Exprimer A_1, B_1, A_2, B_2 *en fonction de:*

$$R,\ R_2,\ R'_1 = R_1 + r\,(1 - \alpha_1),\ \alpha_1 \text{ et } \alpha_2.$$

3. On pose:

$$\mu = \frac{E_C - V_2}{E_C - V_2 - V_1} \quad , \quad \gamma = \frac{I_2}{I_1}.$$

Relation entre $\frac{R_2}{R}$ *et* $\frac{R'}{R}$, *compte tenu des nouveaux paramètres introduits* μ *et* γ.

que devient cette relation dans les 3 cas suivants:

a) $\gamma = 1$

b) $\gamma = 1 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o.$

c) $\gamma = 1 \quad , \quad \frac{R_2}{R} = 1 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o$

Application numérique:

$$V_1 = V_2 = 0{,}7 \text{ volt} \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o = 0{,}98$$

$$E_C = 9 \text{ volt} \quad , \quad I_1 = I_2 \quad , \quad R_2 = R = 2{,}2 \text{ K}.$$

Calculer R_1' *et* R_1 *si* $r = 8000$ *ohms.*
Calculer I_1 *et* I_2.

d) Quatrième problème

On considère l'amplificateur différentiel indiqué figure III-1. On désigne par α_1 *et* α_2 *les gains en courants* α_o *de* Q_1 *et* Q_2. *On introduit également les injecteurs de courant*

$$J_1 = G_{B1} \cdot (E_{B1} - V_{BE1}) \quad , \quad J_2 = G_{B2} \cdot (E_{B2} - V_{BE2}),$$

ainsi que les taux de contre-réaction statiques:

$$k_1 = R_E \cdot G_{B1} \quad , \quad k_2 = R_E \cdot G_{B2},$$

et les gains statiques:

$$\beta_1 = \frac{1}{1 - \alpha_1 + k_1} \quad , \quad \beta_2 = \frac{1}{1 - \alpha_2 + k_2}.$$

1. Établir le système d'équations reliant J_1 *et* J_2 *à* I_1 *et* I_2, *en introduisant uniquement;* β_1, β_2, k_1 *et* k_2.

2. Donner les expressions générales de I_1 *et* I_2 *en fonction de* J_1 *ou* J_2 *et de la différence* $J_1 - J_2$ *sous la forme:*

$$I_1 = \beta_{11} \cdot J_1 + \beta_{12} \cdot (J_1 - J_2)$$

$$I_2 = \beta_{21} \cdot J_1 + \beta_{22} \cdot (J_2 - J_1)$$

Pour faciliter l'écriture, on pourra introduire:

$$A = \frac{\beta_1 k_1 \beta_2 k_2}{1 - \beta_1 k_1 \beta_2 k_2}.$$

On déterminera β_{11}, β_{12}, β_{22}, β_{21}.

Relation entre ces derniers coefficients si $k_1 = k_2$. *Que faut-il pour que cette dernière condition soit vérifiée ?*

3. Applications numériques:

$$\alpha_1 = 0{,}98, \qquad V_{BE1} = 0{,}75 \text{ volt},$$
$$\alpha_2 = 0{,}985, \qquad V_{BE2} = 0{,}70 \text{ volt},$$
$$R_E = 4{,}7 \text{ K}, \qquad R_{B1} = R_{B2} = 50 \text{ K},$$
$$E_{B1} = 12 \text{ volts}, \qquad E_{B2} = 11{,}80 \text{ volts}.$$

Calculer I_1 et I_2.

e) Cinquième problème

Variation de résistances

On considère le montage de la figure III-5, et on se propose d'examiner l'influence des variations des résistances R_1, R_2, R_E sur le courant émetteur I_E.

1. Montrer que la variation ΔI_E est donnée par une expression de la forme:

$$\Delta I_E = \beta_T \cdot \left[A_1 \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1} + A_2 \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2} + E \frac{\Delta R_E}{R_E} \right].$$

2. Que devient l'expression précédente si:

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2} = \frac{\Delta R_E}{R_E} = \frac{\Delta r}{r}$$

en grandeur et en signe.

3. On donne cette fois la tolérance des résistances. Comment évalue-t-on la tolérance attribuée à ΔI_E ? Donner l'expression de l'écart ou encore de la tolérance statistique σ_E sur ΔI_E en fonction des tolérances statistiques sur

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} \quad , \quad \frac{\Delta R_2}{R_2} \quad , \quad \frac{\Delta R_E}{R_E},$$

qui seront supposées identiques et égales à σ.

N.B. — Les tolérances se composent de manière quadratique. Soit y une fonction de 3 variables a, b, c, et soient σ_y, σ_a, σ_b, σ_c les tolérances sur y, a, b et c.

On sait que:

$$\Delta y = A \cdot \Delta a + B \cdot \Delta b + C \cdot \Delta c$$

avec:

$$A = \frac{\partial y}{\partial a} \quad , \quad B = \frac{\partial y}{\partial b} \quad , \quad C = \frac{\partial y}{\partial c},$$

On aura:

$$\sigma_y^2 = A^2 \cdot \sigma_a^2 + B^2 \cdot \sigma_b^2 + C^2 \cdot \sigma_c^2.$$

Dans ce cas, et moyennant certaines hypothèses sur la loi de répartition des écarts, l'écart σ_y sur y sera évalué avec la même probabilité que les écarts σ_a, σ_b et σ_c sur a, b et c.

4. Applications numériques:

$$R_1 = 15\,K \quad , \quad R_2 = 47\,K \quad , \quad R_E = 1{,}2\,K$$

$$\alpha_o = 0{,}98 \quad , \quad V_{BE} = 0{,}6 \text{ volt} \quad , \quad E_C = 12v.$$

$\sigma = 5\,\%$, *valeur de* σ_E *sur* ΔI_E, *tolérance de* $\dfrac{\Delta I_E}{I_E}$.

2. – *Solutions*

a) Premier problème

1. On suppose que $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, $V_2 = 0$ pour les transistors du montage figure III-9. On a :

$$V_A = E_C - R_1 I_1,$$

$$V_{o1} = E_C - (R_1 + R_L) I_1,$$

$$\lambda_1 V_{o1} = V_A,$$

soit :

$$\lambda_1 E_C - \lambda_1 (R_1 + R_L) I_1 = E_C - R_1 I_1$$

d'où :

$$I_1 = \frac{(\lambda_1 - 1) E_C}{\lambda_1 . R_L + (\lambda_1 - 1) R_1}.$$

Dans ces conditions :

$$V_{o1} = E_C - \frac{(\lambda_1 - 1)(R_1 + R_L)}{\lambda_1 . R_L + (\lambda_1 - 1) R_1} E_C$$

$$V_{o1} = \frac{R_L}{\lambda_1 . R_L + (\lambda_1 - 1) R_1} . E_C$$

Évaluons à présent V_{o2} :

$$V_E = R_2 . I_2 = E_C - R_L . I_1$$

$$V_{o2} = E_C - V_E = R_L . I_1$$

$$V_{o2} = \frac{(\lambda_1 - 1) R_L}{\lambda_1 . R_L + (\lambda_1 - 1) R_1} . E_C$$

On voit que V_{o2} ne dépend pas de R_2. Comparons V_{o2} à V_{o1} :

$$\frac{V_{o2}}{V_{o1}} = \lambda_1 - 1$$

Si $\lambda_1 > 2$, le point de polarisation de Q_1 est haut, (courant élevé), celui de Q_2 est plutôt bas et $V_{o2} > V_{o1}$.

Si $\lambda_1 < 2$, les positions sont inversées.

Si $\lambda_1 = 2$, $V_{o2} = V_{o1}$.

2. On a :

$$R_L = 4{,}7\ K \quad , \quad R_1 = 2{,}6\ K \quad , \quad R_2 = 3{,}3\ K$$

$$V_2 = 0 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 1 \quad , \quad E_C = 12 \text{ volts}$$

si :

$$\lambda_o = 2 \qquad I_1 = \frac{E_C}{2R_L + R_1} = \frac{12}{12}\, 10^{-3} = 1\ mA.$$

$$V_{o1} = \frac{R_L}{2R_L + R_1} E_C = \frac{4{,}7}{12} \cdot 12 = 4{,}7 \text{ volts.}$$

$$V_{o2} = V_{o1} = 4{,}7 \text{ volts,}$$

$$I_2 = \frac{V_E}{R_2} = \frac{7{,}3}{3{,}3}\, 10^{-3} = 2{,}20\ mA.$$

3. On suppose cette fois α_1 et $\alpha_2 \neq 1$, et $V_2 \neq 0$.

Si le transistor Q_1 n'est pas connecté à Q_2 on se trouve dans le cas de la figure III-2. On a alors :

$$I_1 = \beta_1 \cdot J_1 \qquad \text{avec} \qquad J_1 = G_B (E_B - V_1)$$

et :

$$\beta_1 = \frac{1}{1 - \alpha_1 + R_1 G_B}.$$

Considérons à présent le transistor Q_2 avec le circuit de polarisation R_L et E_C à l'entrée, Q_1 étant déconnecté.

$$I_2 = \beta_2 \cdot J_2 \qquad \text{avec} \qquad J_2 = \frac{1}{R_L} (E_C - V_2)$$

et :

$$\beta_2 = \frac{1}{1 - \alpha_2 + R_2 \cdot \dfrac{1}{R_L}},$$

R_L joue le rôle de R_B, et E_C celui de E_B dans le montage de la figure III-2.

Si Q_1 est connecté, il fait circuler un courant $\alpha_1 I_1$ à travers R_L qui se superpose à celui de polarisation d'entrée de Q_2.

On aura alors :

$$I_2 = \beta_2 (J_2 - \alpha_1 I_1) \qquad \text{au lieu} \qquad \text{de } \beta_2 \cdot J_2.$$

Et par suite :

$$I_2 = \beta_2 \cdot J_2 - \alpha_1 \beta_1 \beta_2 \cdot J_1,$$

et s'il y a des variations ΔJ_2 et ΔJ_1,

$$\Delta I_2 = \beta_2 \Delta J_2 - \alpha_1 . \beta_1 . \beta_2 . \Delta J_1.$$

On a vu que pour établir l'expression de la dérive, il suffit de remplacer dans la formule :

$$\Delta I_E = \beta_T . \Delta J_B,$$

ΔJ_B par Δi_T avec :

$$\Delta i_T = \Delta I_{Co} + I_E . \Delta\alpha + (- G_B \Delta V_{BE}).$$

Dans le cas présent, il faut remplacer ΔJ_2 et ΔJ_1 par les dérives propres de chaque étage Δi_2 et Δi_1 pour obtenir la dérive résultante de sortie.

$$\Delta I_2 = \beta_2 . \Delta i_2 - \alpha_1 \beta_1 \beta_2 . \Delta i_1.$$

Le gain en courant composite de l'ensemble étant :

$$\beta_T = \alpha_1 \beta_1 \beta_2,$$

la dérive résultante ramenée à l'entrée s'écrit :

$$\Delta i_T = \frac{\Delta I_2}{\beta_T} = - \Delta i_1 + \Delta i_2 . \frac{1}{\alpha_1 \beta_1}.$$

Applications numériques : Calcul du courant I_1.

$$k_1 = R_1 G_B = 2{,}6 . \frac{1}{52} = \frac{1}{20} = 0{,}05,$$

$$\beta_1 = \frac{1}{1 - \alpha_1 + k_1} = \frac{1}{0{,}07} = 14{,}3,$$

$$J_1 = \frac{10^{-3}}{52} [4{,}34 - 0{,}70] = \frac{3{,}64}{52} . 10^{-3},$$

$$I_1 = \frac{100}{7} . \frac{3{,}64}{52} 10^{-3} = \frac{364}{364} 10^{-3} = 1 \, mA.$$

Calcul du courant I_2.

$$k_2 = \frac{R_2}{R_L} = \frac{3{,}3}{4{,}7} = 0{,}7$$

$$\beta_2 = \frac{1}{0{,}72} = 1{,}39$$

$$J_2 = \frac{1}{R_L} (E_C - V_2) = \frac{10^{-3}}{4{,}7} (12 - 0{,}7) = \frac{11{,}3}{4{,}7} . 10^{-3} = 2{,}4.10^{-3}$$

$$I_2 = \beta_2 . (J_2 - \alpha_1 I_1)$$

$$I_2 = 1{,}39 . (2{,}4 - 0{,}98) = 1{,}39 . 1{,}42 = 1{,}96 \, mA.$$

Calcul des dérives.
Pour Q_1 :

$$\Delta V_1 = -2.10^{-3} \times 80 = -160 \,.\, 10^{-3} \text{ volts}$$

$$\Delta i_v = -\frac{10^{-3}}{52} \Delta V_1 = \frac{160}{52} 10^{-6} = 3{,}1 \ \mu A$$

$$\Delta \alpha = 10^{-4} \times 80 = 8 \,.\, 10^{-3}$$

$$\Delta i_\alpha = I_E \Delta \alpha = 10^{-3} \,.\, 8 \,.\, 10^{-3} = 8 \,.\, 10^{-6} \text{ ou } 8 \ \mu A.$$

$$\Delta i_1 = 3{,}1 + 8 = 11{,}1 \ \mu A.$$

Pour Q_2 :

$$\Delta V_2 = -160 \,.\, 10^{-3} \text{ volts,}$$

$$\Delta i_v = +\frac{160}{4{,}7} 10^{-6} = 34 \ \mu A,$$

$$\Delta \alpha = 8 \,.\, 10^{-3},$$

$$\Delta i_\alpha = 1{,}96 \,.\, 10^{-3} \,.\, 8 \,.\, 10^{-3} = 15{,}7 \ \mu A,$$

$$\Delta i_2 = 34 + 15{,}7 = 49{,}7 \ \mu A.$$

On a de plus :

$$\beta_T = \alpha_1 \beta_1 \beta_2 = 0{,}98 \,.\, 14{,}3 \,.\, 1{,}39 = 18{,}4,$$

et :

$$\alpha_1 \beta_1 = 14.$$

La dérive ramenée à l'entrée s'écrit exprimée en μA :

$$\Delta i_T = -11{,}1 + \frac{49{,}7}{14} = -11{,}1 + 3{,}55 = -7{,}55.$$

Par suite :

$$\Delta I_2 = -7{,}55 \,.\, 10^{-6} \times 18{,}4 = -140 \,.\, 10^{-6} \text{ A}$$

ou $-0{,}14$ *m*A.

b) Deuxième problème

(Montage fig. III-12)

1. On suppose :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1,$$

dans ce cas :

$$I' = I_1 \quad , \quad I'_2 = I_2.$$

$$V_E = E_C - V_2 - R.I_1 = R_2 \,.\, I_2,$$

$$V_E - V_1 = R_1 I_1.$$

On égale les 2 expressions de V_E :

$$V_E = R_1 I_1 + V_1 = E_C - V_2 - R I_1,$$

d'où :

$$I_1 = \frac{E_C - V_2 - V_1}{R + R_1},$$

De même :

$$I_2 = \frac{E_C - V_2}{R_2} - \frac{R}{R_2} \,.\, I_1,$$

d'où :

$$I_2 = \frac{1}{R_2 \,.\, (R_1 + R)} \,.\, [R_1 \,.\, (E_C - V_2) + R \,.\, V_1].$$

D'autre part :

$$V_o = E_C - (R_1 + R)\, I_1 = V_1 + V_2.$$

Application numériques :
Avec les valeurs de l'énoncé on obtient :

$$R + R_1 = 5\,K \quad , \quad \frac{R_1}{R_2} = \frac{1{,}8}{2{,}5} = 0{,}72,$$

$$\frac{R}{R_2} = \frac{3{,}2}{2{,}5} = 1{,}28$$

$$E_C - V_2 - V_1 = 9 - 1{,}4 = 7{,}6 \text{ volts},$$

$$E_C - V_2 = 9 - 0{,}7 = 8{,}3 \text{ volts},$$

Les courants I_1 et I_2 exprimés en *m*A sont :

$$I_1 = \frac{7{,}6}{5} = 1{,}52,$$

$$I_2 = \frac{1}{5} \,.\, [0{,}72 \,.\, 8{,}3 + 1{,}28 \,.\, 0{,}70] = 1{,}38.$$

De plus :

$$V_o = V_1 + V_2 = 1{,}4 \text{ volt}.$$

2. On se donne :

$$I_1 = 1{,}50\ mA \qquad \text{et} \qquad I_2 = 1{,}40\ mA.$$

Cette fois :

$$I' = \alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2 = 1{,}498\ mA,$$

$$I'_2 = I_2 - (1 - \alpha_1)\, I_1 = 1{,}37\ mA,$$

$$V_E = R_2 \,.\, I'_2 = 2{,}5 \,.\, 1{,}37 = 3{,}425 \text{ volts.}$$

La tension sur la base de Q_1 est donnée par :

$$V_B = V_1 + R_1 I_1 = 0{,}7 + 1{,}8 \,.\, 1{,}5 = 3{,}40 \text{ volts.}$$

$$V_B - V_E = 0{,}025 \text{ volt,}$$

et :

$$r = \frac{V_B - V_E}{(1 - \alpha_1)\, I_1} = 50\, \frac{0{,}025}{1{,}5}\, 10^3,$$

soit $r = 830$ ohms.

La tension sur le collecteur de Q_1 est égale à :

$$V_C = V_E + V_1 = E_C - R \,.\, I' =$$

$$V_E + V_1 = 3{,}42 + 0{,}7 = 4{,}12 \text{ volts.}$$

$$R = \frac{E_C - V_C}{I'} = \frac{9 - 4{,}12}{1{,}498}\, 10^3 = 3{,}25 \text{ K.}$$

3. On suppose à nouveau $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$.

Les dérives ΔI_1 et ΔI_2 liées aux variations de ΔV_1 et ΔV_2 sont données par :

$$\Delta I_1 = -\frac{\Delta V_2 + \Delta V_1}{R + R_1},$$

$$\Delta I_2 = -\frac{1}{R + R_1}\left[\frac{R_1}{R_2}\,\Delta V_2 - \frac{R}{R_2}\,\Delta V_1\right].$$

Pour :

$$\Delta T = +\,80\ ^\circ C \quad , \quad \Delta V_1 = \Delta V_2 = -\,0{,}16 \text{ volt,}$$

par suite :

$$\Delta I_1 = +\,\frac{0{,}32}{5} \,.\, 10^{-3} = +\,0{,}064\ mA,$$

$$\Delta I_2 = \frac{1}{5} \,.\, [0{,}72 - 1{,}28] \,.\, 0{,}16 \,.\, 10^{-3},$$

$$\Delta I_2 = -\,0{,}018\ mA.$$

On constate que ΔI_2 est négatif, à l'inverse de ΔI_1, et qu'il est relativement faible. La contre-réaction limite les effets de ΔV_2 et ΔV_1.

c) Troisième problème

(Montage fig. III-12)

1. On a :

$$I'_2 = I_2 - (1 - \alpha_1)\, I_1,$$

$$I' = \alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2,$$

le courant traversant r est égal à $(1 - \alpha_1)\, I_1$.

2. En considérant la branche, R, Q_2, R_2, on a :

$$E_C - V_2 = R\,[\alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2] + R_2 \,.\, [I_2 - (1 - \alpha_1)\, I_1].$$

En considérant la branche, R, Q_2, r, Q_1, R_1, on a :

$$E_C - V_2 - V_1 = R\,[\alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2] + r\,(1 - \alpha_1)\, I_1 + R_1 \,.\, I_1.$$

Posons :

$$R'_1 = R_1 + r\,(1 - \alpha_1),$$

on obtient :

$$E_C - V_2 = [\alpha_1 R - (1 - \alpha_1)\, R_2]\, I_1 + [(1 - \alpha_2)\, R + R_2] \,.\, I_2$$

$$E_C - V_2 - V_1 = [\alpha_1 R + R'_1] \,.\, I_1 + (1 - \alpha_2)\, R \,.\, I_2.$$

On voit donc que :

$$A_1 = \alpha_1 \,.\, R - (1 - \alpha_1)\, R_2$$

$$A_2 = (1 - \alpha_2) \,.\, R + R_2$$

$$B_1 = \alpha_1 \,.\, R + R'_1$$

$$B_2 = (1 - \alpha_2) \,.\, R$$

3. On pose :

$$\mu = \frac{E_C - V_2}{E_C - V_2 - V_1} \quad , \quad \gamma = \frac{I_2}{I_1}$$

on obtient :

$$\mu = \frac{A_1 I_1 + A_2 I_2}{B_1 I_1 + B_2 I_2} = \frac{A_1 + \gamma \,.\, A_2}{B_1 + \gamma \,.\, B_2},$$

donc :

$$\mu\,(\alpha_1 R + R'_1) + \mu \,.\, \gamma\,(1 - \alpha_2)\, R = \alpha_1 R - (1 - \alpha_1)\, R_2 + \gamma\,(1 - \alpha_2)\, R + \gamma R_2,$$

et après mises en facteur et divisions par R :

$$[\gamma - (1 - \alpha_1)] \frac{R_2}{R} - \mu \frac{R_1'}{R} = (\mu - 1)\,[\alpha_1 + \gamma\,(1 - \alpha_2)].$$

Examinons les 3 cas :
cas *a*) :

$$\gamma = 1, \qquad \text{soit} \qquad I_2 = I_1.$$

on obtient :

$$\alpha_1 \cdot \frac{R_2}{R} - \mu \frac{R_1'}{R} = (\mu - 1) \cdot [1 + \alpha_1 - \alpha_2].$$

cas *b*) :

$$\gamma = 1 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o$$

on a toujours $I_2 = I_1$, et les gains sont identiques.

$$\alpha_o \cdot \frac{R_2}{R} - \mu \frac{R_1'}{R} = \mu - 1.$$

cas *c*) :

$$\gamma = 1 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o \quad , \quad R = R_2.$$

Dans ces conditions :

$$\alpha_o - \mu \frac{R_1'}{R} = \mu - 1,$$

soit :

$$\frac{R_1'}{R} = \frac{1 + \alpha_o}{\mu} - 1.$$

Applications numériques. — On se trouve dans le cas *c*) car

$$R = R_2 = 2{,}2\ K \quad , \quad I_1 = I_2$$

donc :

$$\gamma = 1 \quad , \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98.$$

$$\mu = \frac{E_C - V_2}{E_C - V_2 - V_1} = \frac{9 - 0{,}7}{9 - 1{,}4} = 1{,}09$$

$$\frac{R_1'}{R} = \frac{1{,}98}{1{,}09} - 1 = 0{,}82$$

$$R_1' = 0{,}82 \cdot 2{,}2 = 1{,}8\ K$$

$$r\,(1 - \alpha_o) = 8000 \cdot 0{,}02 = 160 \text{ ohms},$$

donc :

$$R_1 = 1800 - 160 = 1640 \text{ ohms.}$$

Si $I_1 = I_2$

$$E_C - V_2 = [\alpha_1 R - (1 - \alpha_1) R_2 + (1 - \alpha_2) R + R_2] \cdot I_1$$

or :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_o$$

$$E_C - V_2 = [R + \alpha_o R_2] \cdot I_1$$

$$I_1 = \frac{E_C - V_2}{R + \alpha_o R_2} = \frac{8{,}3}{1{,}98 \cdot 2{,}2} 10^{-3}$$

$$I_1 = \frac{8{,}3}{4{,}37} \cdot 10^{-3} = 1{,}8 \, mA.$$

d) Quatrième problème

1. On considère le schéma de la figure III-1, le montage n'étant pas parfaitement symétrique.

On obtient directement les 2 équations suivantes, en considérant les branches correspondantes :

$$E_{B1} - V_1 = [R_{B1} (1 - \alpha_1) + R_E] \cdot I_1 + R_E \cdot I_2,$$

$$E_{B2} - V_2 = [R_{B2} (1 - \alpha_2) + R_E] \cdot I_2 + R_E \cdot I_1.$$

Après multiplication des 2 membres de chacune des équations par G_{B1} pour la première et G_{B2} pour la deuxième, on trouve :

$$J_1 = \frac{1}{\beta_1} \cdot I_1 + k_1 \cdot I_2,$$

$$J_2 = \frac{1}{\beta_2} \cdot I_2 + k_2 \cdot I_1 = k_2 I_1 + \frac{1}{\beta_2} \cdot I_2.$$

2. Désignons par Δ, Δ_1 et Δ_2 les déterminants suivants :

$$\Delta = \begin{vmatrix} \frac{1}{\beta_1} & k_1 \\ k_2 & \frac{1}{\beta_2} \end{vmatrix} = \frac{1}{\beta_1 \beta_2} - k_1 k_2,$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} J_1 & k_1 \\ J_2 & \frac{1}{\beta_2} \end{vmatrix} = \frac{1}{\beta_2} \cdot J_1 - k_1 \cdot J_2,$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} \frac{1}{\beta_1} & J_1 \\ k_2 & J_2 \end{vmatrix} = \frac{1}{\beta_1} J_2 - k_2 J_1.$$

On obtient :

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{\beta_1 . J_1 - k_1 . \beta_1\beta_2 . J_2}{1 - k_1k_2\,\beta_1\beta_2},$$

$$I_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{\beta_2 . J_2 - k_2 . \beta_1\beta_2 . J_1}{1 - k_1k_2\,\beta_1\beta_2},$$

mais :

$$\beta_1 . J_1 - k_1\,\beta_1\,\beta_2 . J_2 =$$

$$= \beta_1 J. _1 - k_1\,\beta_1\,\beta_2 . J_1 + k_1\,\beta_1\,\beta_2\,(J_1 - J_2),$$

ce qui fait que :

$$I_1 = \frac{\beta_1 . (1 - k_1\beta_2) . J_1 + k_1 . \beta_1 . \beta_2 . (J_1 - J_2)}{1 - k_1k_2\,\beta_1\beta_2},$$

Si on pose :

$$A = \frac{k_1k_2\,\beta_1\beta_2}{1 - k_1k_2\,\beta_1\beta_2}$$

$$I_1 = \frac{A}{k_2} . \left[\frac{1 - k_1\beta_2}{k_1\beta_2} . J_1 + J_1 - J_2\right].$$

On montre de la même manière que :

$$I_2 = \frac{A}{k_1} . \left[\frac{1 - k_2\beta_1}{k_2\beta_1} . J_2 + J_2 - J_1\right].$$

On voit que :

$$\beta_{11} = \frac{A}{k_1k_2\,\beta_2}\,(1 - k_1\beta_2) \quad , \quad \beta_{12} = \frac{A}{k_2},$$

$$\beta_{22} = \frac{A}{k_1k_2\,\beta_1}\,(1 - k_2\beta_1) \quad , \quad \beta_{21} = \frac{A}{k_1},$$

si $k_1 = k_2$ c'est-à-dire si : $R_E\,G_{B1} = R_E\,G_{B2}$ ce qui conduit à $G_{B1} = G_{B2}$, on obtient en désignant par k la valeur commune de k_1 et k_2

$$\beta_{11} = \frac{A}{k^2} . \frac{1 - k\beta_2}{\beta_2} \qquad \beta_{12} = \frac{A}{k}$$

$$\beta_{22} = \frac{A}{k^2} . \frac{1 - k\beta_1}{\beta_1} \qquad \beta_{21} = \frac{A}{k}$$

On constate que :

$$\beta_{12} = \beta_{21},$$

$$\frac{\beta_{11}}{\beta_{22}} = \frac{1 - k\beta_2}{1 - k\beta_1} \cdot \frac{\beta_1}{\beta_2}.$$

On remarque que :

$$\beta_{11} = \beta_{12} \cdot \left(\frac{1}{k\beta_2} - 1\right) \quad , \quad \beta_{22} = \beta_{12} \cdot \left(\frac{1}{k\beta_1} - 1\right).$$

3. *Applications numériques.*

$$k_1 = k_2 = R_E G_B = \frac{4{,}7}{50} = 0{,}094$$

$$1 - \alpha_1 + k_1 = 0{,}02 + 0{,}094 = 0{,}114 \quad , \quad \beta_1 = 8{,}75,$$

$$1 - \alpha_2 + k_2 = 0{,}015 + 0{,}094 = 0{,}109 \quad , \quad \beta_2 = 9{,}10.$$

$$k_1 \beta_2 = 0{,}094 \cdot 9{,}10 = 0{,}85,$$

$$k_2 \beta_1 = 0{,}094 \cdot 8{,}75 = 0{,}82.$$

$$k_1 k_2 \beta_1 \beta_2 = 0{,}85 \cdot 0{,}82 = 0{,}695,$$

$$A = \frac{0{,}695}{0{,}305} = 2{,}28,$$

$$\frac{A}{k_2} = \frac{A}{k_1} = \frac{2{,}28}{0{,}094} = 24{,}3,$$

$$\frac{1 - k_1 \cdot \beta_2}{k_1 \beta_2} = \frac{1 - 0{,}85}{0{,}85} = 0{,}176$$

$$\frac{1 - k_2 \cdot \beta_1}{k_2 \beta_1} = \frac{1 - 0{,}82}{0{,}82} = 0{,}22$$

$$J_1 = 2 \cdot 10^{-5} (12 - 0{,}75) = 22{,}5 \cdot 10^{-5}$$

$$J_2 = 2 \cdot 10^{-5} (11{,}8 - 0{,}70) = 22{,}1 \cdot 10^{-5}$$

$$J_1 - J_2 = 0{,}4 \cdot 10^{-5}$$

$$I_1 = 24{,}3 \, [0{,}176 \cdot 22{,}5 \cdot 10^{-5} + 0{,}4 \cdot 10^{-5}] = 106 \cdot 10^{-5} \text{ soit } 1{,}06 \, mA.$$

$$I_2 = 24{,}3 \, [-0{,}4 \cdot 10^{-5} + 0{,}22 \cdot 22{,}1 \cdot 10^{-5}] = 108 \cdot 10^{-5} \text{ soit } 1{,}08 \, mA.$$

e) Cinquième problème

1. Le montage de polarisation étudiée est celui de la figure III-5.
On sait que :

$$I_E = \frac{E_B - V_{BE}}{R_B (1 - \alpha_0) + R_E}$$

avec :

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

et :

$$E_B = E_C \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} = E_C \cdot \frac{R_B}{R_2}.$$

On a d'abord :

$$\Delta I_E = - I_E \cdot \frac{(1 - \alpha_0)\,\Delta R_B + \Delta R_E}{(1 - \alpha_0)\,R_B + R_E} + \frac{\Delta E_B}{(1 - \alpha_0)\,R_B + R_E}.$$

On a :

$$\frac{\Delta R_B}{R_B} = \frac{1}{R_1 + R_2}\left[R_2 \frac{\Delta R_1}{R_1} + R_1 \frac{\Delta R_2}{R_2}\right],$$

$$\frac{\Delta E_B}{E_B} = - \frac{\Delta R_2}{R_2} + \frac{\Delta R_B}{R_B},$$

ou :

$$\frac{\Delta E_B}{E_B} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}\right],$$

$$\Delta I_E = \frac{1}{R_E + R_B\,(1 - \alpha_0)} \cdot [- I_E\,(1 - \alpha_0)\,\Delta R_B - I_E\,\Delta R_E + \Delta E_B].$$

L'expression entre crochets s'écrit :

$$[\quad] = - (1 - \alpha_0)\, I_E \cdot \frac{R_B}{R_1 + R_2} \cdot \left[R_2 \frac{\Delta R_1}{R_1} + R_1 \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2}\right]$$

$$- I_E \cdot \Delta R_E + E_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left[\frac{\Delta R_1}{R_1} - \frac{\Delta R_2}{R_2}\right],$$

On a :

$$E_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = E_C \cdot \frac{R_B}{R_2 + R_1}.$$

L'expression entre crochets peut s'écrire de la manière suivante en regroupant les termes en ΔR_1, ΔR_E et ΔR_2 :

$$[\quad] = \left[- (1 - \alpha_0)\, I_E \cdot \frac{R_B \cdot R_2}{R_1 + R_2} + E_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right] \cdot \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

$$+ \left[- (1 - \alpha_0) \cdot I_E \cdot \frac{R_B \cdot R_1}{R_1 + R_2} - E_B \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2}\right] \cdot \frac{\Delta R_2}{R_2} - I_E \cdot \Delta R_E.$$

On obtient en définitive en posant :

$$\beta_T = \frac{R_B}{R_E + R_B\,(1 - \alpha_0)},$$

$$\Delta I_E = \beta_T \left[- (1 - \alpha_o) \frac{R_2}{R_1 + R_2} . I_E + \frac{E_C}{R_1 + R_2} \right] . \frac{\Delta R_1}{R_1}$$

$$+ \beta_T \left[- (1 - \alpha_o) \frac{R_1}{R_1 + R_2} . I_E - \frac{E_C}{R_1 + R_2} \right] . \frac{\Delta R_2}{R_2} - \frac{1}{R_B} I_E \beta_T \Delta R_E,$$

on peut remarquer que :

$$\frac{1}{R_B} . I_B \beta_T . \Delta R_E = I_E \beta_T . k_T . \frac{\Delta R_E}{R_E}.$$

Posons :

$$a = \frac{I_E (1 - \alpha_o)}{R_1 + R_2},$$

$$b = \frac{E_C}{R_1 + R_2},$$

L'expression de ΔI_E devient :

$$\Delta I_E = \beta_T \left[(- aR_2 + b) \frac{\Delta R_1}{R_1} - (aR_1 + b) \frac{\Delta R_2}{R_2} - I_E k_T . \frac{\Delta R_E}{R_E} \right].$$

On voit que :

$$\Delta I_E = \beta_T . \left[A_1 . \frac{\Delta R_1}{R_1} + A_2 . \frac{\Delta R_2}{R_2} + E . \frac{\Delta R_E}{R_E} \right]$$

avec :

$$A_1 = - aR_2 + b = \frac{- R_2 I_E (1 - \alpha_o) + E_C}{R_1 + R_2}$$

$$A_2 = - (aR_1 + b) = - \frac{R_1 I_E (1 - \alpha_o) + E_C}{R_1 + R_2}$$

$$E = - I_E . k_T.$$

Les coefficients A_2 et E sont nécessairement négatifs, et l'autre A_1 positif.

2. Si :

$$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2} = \frac{\Delta R_E}{R_E} = \frac{\Delta r}{r},$$

on a :

$$\Delta I_E = \beta_T . [A_1 + A_2 + E] . \frac{\Delta r}{r}$$

$$A_1 + A_2 + E = - a (R_1 + R_2) - k_T I_E$$

$$= - I_E . (1 - \alpha_o + k_T) = - \frac{I_E}{\beta_T}.$$

Dans ces conditions :

$$\frac{\Delta I_E}{I_E} = - \frac{\Delta r}{r}.$$

3. Compte tenu des remarques indiquées en nota on aura :

$$\sigma_E^2 = \beta_T^2 [A_1^2 + A_2^2 + E^2] \sigma^2,$$

ou :

$$\sigma_E = \beta_T \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + E^2} \cdot \sigma.$$

4. *Applications numériques.* — Calcul de I_E :

$$G_B = \left(\frac{1}{15} + \frac{1}{47}\right) 10^{-3} = 0{,}088 \cdot 10^{-3} \text{ } mho$$

ou $R_B = 11{,}4$ K.

$k_T = R_E \cdot G_B = 0{,}106$

$1 - \alpha_o + k_T = 0{,}126$

$\beta_T = 7{,}9$

$$J_B = 0{,}088 \cdot 10^{-3} \cdot \left[12 \cdot \frac{15}{62} - 0{,}6\right] = 0{,}206\ 10^{-3}$$

$I_E = 7{,}9 \times 0{,}206\ 10^{-3} = 1{,}62$ *m*A.

Calcul de A_1, A_2 et E :

$$a = \frac{(1 - \alpha_o) I_E}{R_1 + R_2} = 0{,}515 \cdot 10^{-9}$$

$$b = \frac{E_C}{R_1 + R_2} = 0{,}193 \cdot 10^{-3}$$

$I_E \cdot k_T = 0{,}17 \cdot 10^{-3}$

$A_1 = -aR_2 + b = 0{,}169 \cdot 10^{-3}$

$A_2 = -(aR_1 + b) = -0{,}201 \cdot 10^{-3}$

$A_1^2 + A_2^2 + E^2 = [(0{,}169)^2 + (0{,}201)^2 + (0{,}17)^2] 10^{-6}$

$A_1^2 + A_2^2 + E^2 = 0{,}0966 \cdot 10^{-6}$

$\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + E^2} = 0{,}31 \cdot 10^{-3}$

Calcul de σ_E.

$\sigma_E = 7{,}9 \cdot 0{,}31 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^{-2} = 12{,}210^{-5}$ A

ou la tolérance sur I_E est 0,122 *m*A

donc :

$$\frac{\overline{\Delta I_E}}{I_E} = \frac{0{,}122}{1{,}62} = 7{,}4\ \%.$$

CHAPITRE IV

TRANSISTORS EN AMPLIFICATION BASSE FRÉQUENCE

§ 1 – RAPPEL DES CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

1. – Paramètres amplificateurs

Pour l'évaluation approximative des performances à basse fréquence, il n'est pas utile de manipuler le réseau équivalent du transistor.

En fait, on peut se contenter, dans la plupart des cas pratiques, de la connaissance de deux grandeurs :

α : gain en courant,

h_{11} : impédance d'entrée.

Ces 2 paramètres sont définis dans le montage base commune. Pour un transistor idéal on pourra écrire :

$$\Delta I_C = \alpha \, . \, \Delta I_E \qquad \text{(IV-1)}$$

$$\Delta V_{BE} = h_{11} \, . \, \Delta I_E. \qquad \text{(IV-2)}$$

A la variation de courant émetteur imposée ΔI_E, correspond la variation du courant collecteur ΔI_C, et la variation de la chute de tension base-émetteur ΔV_{BE}.

Nous prendrons l'habitude de désigner par une lettre minuscule les variations. De ce fait on écrira :

$$i_C = \Delta I_C \quad , \quad i_E = \Delta I_E \quad , \quad v_{BE} = \Delta V_{BE} \quad , \quad i_B = \Delta I_B.$$

De α et h_{11}, on déduit d'autres paramètres, le gain en courant en montage émetteur-commun β et la pente S. On a :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{i_C}{i_B}, \qquad \text{(IV-3)}$$

$$S = \frac{\alpha}{h_{11}} = \frac{i_C}{v_{BE}}. \qquad \text{(IV-4)}$$

On montre que :

$$h_{11} = r_B (1 - \alpha) + r_E \qquad \text{(IV-5)}$$

$$r_E = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{I_E}. \qquad \text{(IV-6)}$$

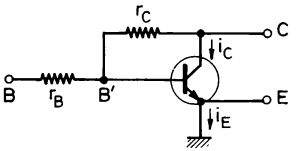


FIG. IV-1.

Un transistor vrai est constitué d'un transistor idéal dans lequel $h_{11} = r_E$, auquel on ajoute les résistances r_B et r_C (fig. IV-1).

2. – *Montage émetteur-commun*

Dans ce montage (fig. IV-2), le signal d'entrée est appliqué sur la base, et le signal de sortie recueilli sur le collecteur, étant entendu que l'émetteur est porté au potentiel commun de référence du point de vue dynamique.

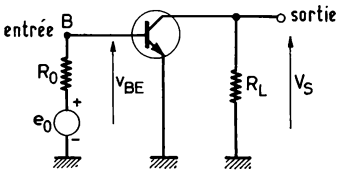


FIG. IV-2.

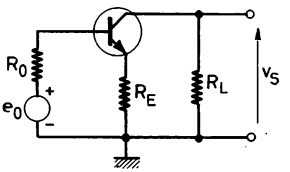


FIG. IV-3

Le générateur d'entrée, placé à l'entrée du réseau représentatif, est constitué d'une source de force électromotrice e_0, et de résistance interne R_0.

On aura :

$$e_0 = [R_0 (1 - \alpha) + h_{11}] \cdot i_E \qquad \text{(IV-7)}$$

$$i_C = \alpha\, i_E,$$

d'où :

$$S_C = \frac{i_C}{e_0} = \frac{\alpha}{h_{11} + R_0 (1 - \alpha)} \qquad \text{(IV-8)}$$

S_C est la pente composite.

Le gain composite en tension g_{vc} est égal à :

$$g_{vc} = \frac{v_S}{e} = - R_L \cdot S_C. \qquad \text{(IV-9)}$$

Si une résistance R_E est insérée dans le circuit de l'émetteur (fig. IV-3) il apparaît une contre-réaction, et la pente composite devient :

$$S_C = \frac{\alpha}{h_{11} + R_E + R_0 (1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{r_0 + R_E}, \qquad \text{(IV-10)}$$

avec :

$$r_0 = h_{11} + R_0 (1 - \alpha).$$

3. – *Montage collecteur-commun*

Dans le montage collecteur-commun, ou montage à basse impédance de sortie, le signal de sortie v_S est prélevé sur l'émetteur (fig. IV-4).

Le gain en tension est donné par :

$$g_v = \frac{v_S}{e_0} = \frac{R_L}{R_L + r_0}, \qquad \text{(IV-11)}$$

avec :

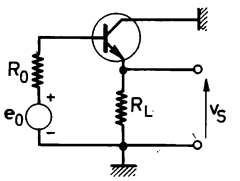


FIG. IV-4.

$$r_0 = h_{11} + R_0 (1 - \alpha).$$

Si :

$$R_L = r_0, \; g_v = 0{,}5,$$

cela signifie que la résistance de sortie de l'étage est :

$$R_{0S} = r_0,$$

puisqu'à vide (R_L infini), $g_v = 1$.

4. – *Amplificateur différentiel*

L'amplificateur différentiel (fig. IV-5) est constitué de deux étages couplés par une résistance commune R_E de contre-réaction.

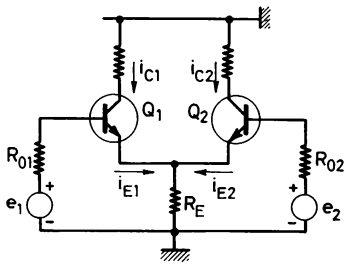


FIG. IV-5.

Désignons par e_1 et e_2 les forces électromotrices des générateurs à l'entrée de Q_1 et de Q_2.

Les courants i_{c1} et i_{c2} fournis par Q_1 et Q_2 sont donnés par :

$$i_{C1} = S_1 \, . \, e_1 + S_{12} (e_1 - e_2), \qquad \text{(IV-12)}$$

$$i_{C2} = S_2 \, . \, e_2 + S_{21} (e_2 - e_1), \qquad \text{(IV-13)}$$

S_1 est la pente directe relative à Q_1, S_{12} est la pente différence relative à Q_1. S_2 et S_{21} sont des notions analogues relatives à Q_2.

Si le montage est parfaitement symétrique :

$$S_1 = S_2 \qquad \text{et} \qquad S_{12} = S_{21}.$$

5. – *Récapitulation des formules principales*

Paramètres amplificateurs :

$$\alpha = \frac{i_C}{i_E} \quad , \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \frac{i_C}{i_B},$$

$$h_{11} = \frac{v_{BE}}{i_E} = r_B (1-\alpha) + r_E.$$

Montage émetteur-commun :

$$S_C = \frac{\alpha}{r_o + R_E} \quad , \quad r_o = h_{11} + R_o (1-\alpha).$$

Montage collecteur-commun :

$$g_v = \frac{R_L}{R_L + r_o} \quad , \quad R_{oS} = r_o = h_{11} + R_o (1-\alpha).$$

Amplificateur différentiel :

$$i_{C1} = S_1 \,.\, e_1 + S_{12} \,.\, (e_1 - e_2),$$

$$i_{C2} = S_2 \,.\, e_2 + S_{21} \,.\, (e_2 - e_1).$$

§ 2 – EXERCICES

1. – *Gains en courant. Formules générales*

ÉNONCÉ

On considère un transistor constitué d'un transistor idéal et d'une résistance

$$r_C \simeq \frac{1}{h_{22}}$$

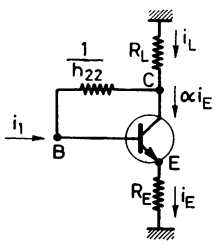


FIG. IV-6.

insérée entre base et collecteur (fig. IV-6).

On admettra cependant que:

$$v_{BE} = h_{11} \,.\, i_E.$$

Une résistance de contre-réaction R_E est placée dans le circuit de l'émetteur.

Le courant injecté à l'entrée est i_1.

Donner les expressions des gains en courant:

$$\alpha_L = \frac{i_L}{i_E} \qquad \textit{et} \qquad \beta_L = \frac{i_L}{i_1}.$$

On posera :

$$R = R_L + R_E + h_{11},$$

et on admettra que h_{22}. *R est très petit devant 1.*

Solution

La résistance $\frac{1}{h_{22}}$ est traversée par le courant $i_L - \alpha i_E$.

On a :

$$i_1 = i_E - i_L,$$

et :

$$\left(R_L + \frac{1}{h_{22}}\right) i_L - \frac{\alpha}{h_{22}} \cdot i_E + (h_{11} + R_E)\, i_E = 0,$$

soit encore :

$$(1 + h_{22} \cdot R_L)\, i_L = [\alpha - h_{22}\,(h_{11} + R_E)]\, i_E.$$

On trouve :

$$\alpha_L = \frac{\alpha - h_{22}\,(h_{11} + R_E)}{1 + h_{22} \cdot R_L}.$$

Si $h_{22}\,(h_{11} + R_E)$ est très petit devant 1 ou α, on peut écrire :

$$\alpha - h_{22} \cdot (h_{11} + R_E) = \alpha\left(1 - \frac{h_{22}\,(h_{11} + R_E)}{\alpha}\right) \simeq \frac{\alpha}{1 + h_{22}\,(h_{11} + R_E)}$$

si α est voisin de 1.

Donc :

$$\alpha_L = \frac{\alpha}{1 + h_{22} \cdot R_L} \cdot \frac{1}{1 + h_{22} \cdot (h_{11} + R_E)},$$

$$\alpha_L = \frac{\alpha}{1 + h_{22} \cdot (R_L + R_E + h_{11})} = \frac{\alpha}{1 + h_{22} \cdot R}.$$

Par ailleurs

$$\beta_L = \frac{\alpha_L}{1 - \alpha_L} = \frac{\alpha}{1 - \alpha + h_{22} \cdot R}.$$

Les expressions de α_L et β_L ne sont exactes que dans la mesure où :

α est voisin de 1,

$h_{22} \cdot R \ll 1$.

ce qui est presque toujours le cas.

2. – ***Calcul du gain*** α_L (voir IV-§ 2-1)

Énoncé

Dans le montage de la figure IV-6, on admet que:

$$R_E + h_{11} = 150 \text{ ohms},$$

$$\alpha = 0{,}99 \quad , \quad h_{22} = 10^{-6} \text{ mho}.$$

Calculer α_L *pour:*

$$R_L = 2,\ 5,\ 10,\ 20 \text{ et } 50 \text{ K}.$$

Pour quelle valeur de R_L, *a-t-on* $\alpha_L = \frac{\alpha}{2}$ *environ?*

Solution

Les résultats sont résumés dans le tableau ci-après :

R_L *en K*	R *en K*	$h_{22} \cdot R$	$\frac{\alpha}{1 + h_{22} \cdot R}$ *ou* $\alpha - h_{22} \cdot R$
2	2,15	$2{,}15 \cdot 10^{-3}$	0,988
5	5,15	$5{,}15 \cdot 10^{-3}$	0,985
10	10,15	10^{-2}	0,98
20	20,15	$2 \cdot 10^{-2}$	0,97
50	50,15	$5 \cdot 10^{-2}$	0,94

Comme $h_{22} \cdot R \ll 1$ on peut écrire :

$$\frac{\alpha}{1 + h_{22} \cdot R} \simeq \alpha (1 - h_{22} \cdot R) \simeq \alpha - h_{22} \cdot R$$

puisque α est voisin de 1.

Par exemple pour $R_L = 2$ K.

$$\frac{\alpha}{1 + h_{22} R} = \frac{0{,}99}{1{,}00215} = 0{,}99\ (1 - 0{,}00215)$$

soit environ $0{,}99 - 0{,}002 = 0{,}988$.

Pour obtenir $\alpha_L = \frac{\alpha}{2}$, il faut que $h_{22} R = 1$ soit pratiquement :

$$R_L = R = \frac{1}{h_{22}} = 10^6 \text{ ohms}.$$

3. – ***Calcul du gain*** β_L (voir IV §-2-1)

Énoncé

Dans le montage de la figure IV-6, on admet que:

$$R_E + h_{11} = 150 \text{ ohms},$$

$$\alpha = 0{,}99 \quad , \quad h_{22} = 10^{-6} \text{ mho}.$$

Calculer β_L *pour:*

$$R_L = 2,\ 5,\ 10,\ 20 \quad \text{et} \quad 50 \text{ K}.$$

Pour quelle valeur de R_L, *a-t-on environ* $\beta_L = \frac{\beta}{2}$ *?*

Solution

Les résultats sont résumés dans le tableau ci-après :

R_L *en K*	R_L *en K*	$h_{22} \cdot R$	$1 - \alpha + h_{22} \cdot R$	β_L
2	2,15	$2{,}15 \cdot 10^{-3}$	0,012	82
5	5,15	$5{,}15 \cdot 10^{-3}$	0,015	65
10	10,15	10^{-2}	0,02	49
20	20,15	$2 \cdot 10^{-2}$	0,03	33
50	50,15	$5 \cdot 10^{-2}$	0,06	16,5

$$\beta_L = \frac{\beta}{2} \qquad \text{pour} \qquad h_{22} \cdot R = 1 - \alpha$$

soit

$$R_L \simeq R = \frac{1 - \alpha}{h_{22}} = 0{,}01 \cdot 10^6 \text{ ohms}$$

ou $R_L = 10$ K.

4. – *Pente composite*

Énoncé

On considère le montage à émetteur-commun de la figure IV-7 et on se propose d'évaluer la pente composite S_c.

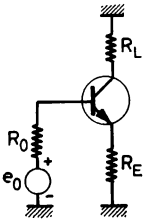


FIG. IV-7.

1. Démontrer que :

$$S_C = \frac{\alpha}{R_E + r_o} \qquad \textit{avec} \qquad r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha).$$

2. On donne $R_0 = 100$ *ohms et* $R_E = 150$ *ohms. Calculer la valeur minimum* S_{cm} *et maximum* S_{CM} *de la pente* S_c *sachant que:*

$$0{,}98 < \alpha < 0{,}99$$

$$30 < h_{11} < 50 \text{ ohms} \qquad \textit{pour} \qquad I_E = 1 \text{ mA}.$$

Calculer $\dfrac{S_{CM} - S_{cm}}{S_{cm}}$.

3. Avec les valeurs limites de α *et* h_{11} *identiques au cas précédent, évaluer* S_{cm} *et* S_{CM} *pour*

$R_0 = 1000$ *ohms,* R_E *restant inchangé, c'est-à-dire égal à 150 ohms.*

4. Valeur de S_c *si*

$$\alpha = 1 \quad , \quad h_{11} = r_E = 26 \text{ ohms}.$$

Solution

1. On part de :

$$i_C = \alpha \, . \, i_E$$

et :

$$e_o = R_o \, . \, i_B + (h_{11} + R_E) \, i_E = R_o (1 - \alpha) \, i_E + (h_{11} + R_E) \, . \, i_E.$$

En divisant membre à membre on obtient :

$$\frac{i_C}{e_o} = \frac{\alpha}{R_o (1 - \alpha) + h_{11} + R_E}.$$

La dispersion sur :

$$S_C = \frac{i_C}{e_o}$$

provient surtout des dispersions sur $R_o (1 - \alpha)$ et h_{11} ; aussi a-t-on intérêt dans le calcul à grouper ces 2 termes et à poser :

$$r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha).$$

Dans ces conditions :

$$S_C = \frac{\alpha}{r_o + R_E}.$$

2. R_E étant supposé constant, on voit que S_C atteint sa valeur minimum S_{cm} si r_o prend sa valeur maximum r_{oM}, c'est-à-dire quand α a la valeur la plus faible et h_{11} la valeur la plus grande, soit :

$$S_{cm} = \frac{0{,}98}{r_{oM} + R_E} \qquad \text{avec} \qquad r_o = r_{oM}$$

pour :

$$\alpha = 0{,}98 \quad , \quad h_{11} = 50 \text{ ohms} :$$

d'où :

$$S_{cm} = \frac{0{,}98}{100\ (0{,}02) + 50 + 150} = \frac{0{,}98}{202}$$

ou 4,75 *m*A/volt.

De même :

$$S_{CM} = \frac{0{,}99}{r_{om} + R_E} = \frac{0{,}99}{100\ (0{,}01) + 30 + 150} = \frac{0{,}99}{181}$$

ou 5,50 *m*A/volt.

On trouve alors :

$$\frac{S_{CM} - S_{cm}}{S_{cm}} = \frac{5{,}5 - 4{,}75}{4{,}75} = 0{,}157.$$

3. Avec $R_o = 1000$ ohms, on trouve cette fois :

$$S_{cm} = \frac{0{,}98}{200 + 20} = \frac{0{,}98}{220} = 4{,}45\ m\text{A/volt},$$

$$S_{CM} = \frac{0{,}99}{180 + 10} = \frac{0{,}99}{190} = 5{,}20\ m\text{A/volt},$$

et :

$$\frac{S_{CM} - S_{cm}}{S_{cm}} = \frac{5{,}20 - 4{,}45}{4{,}45} = 0{,}17.$$

On constate, qu'en augmentant R_o, la dispersion sur la pente S_c croît rapidement.

4. Si $\alpha = 1$, $h_{11} = 26$ ohms et par suite :

$$S_c = \frac{1}{26 + 150} = 5{,}67\ m\text{A/volt}.$$

C'est la pente que l'on ne peut obtenir qu'avec un transistor parfait.

5. – Pente composite et influence du courant I_E

Énoncé

On considère le montage à émetteur-commun de la figure IV-7.
On suppose que:

$$h_{11} = r_E + r_B (1 - \alpha)$$

avec:

$$r_B = 200 \text{ ohms} \qquad \textit{et} \qquad r_E = \frac{26}{I_E}$$

(r_E en ohms, I_E en mA).
Les valeurs limites de α sont 0,97 et 0,99.
1. Calculer les valeurs limites de la pente

$$S = \frac{\alpha}{h_{11}}$$

pour:

$$I_E = 0{,}5 \,/\, 1 \,/\, 2 \,/\, 5 \text{ mA}.$$

2. On donne:

$$R_o = 100 \text{ ohms} \quad , \quad R_E = 0.$$

Calculer S_{cm} et S_{CM} pour:

$$I_E = 0{,}5 \,/\, 1 \,/\, 2 \,/\, 5 \text{ mA}.$$

3. On donne:

$$R_o = 100 \text{ ohms} \quad , \quad R_E = 100 \text{ ohms}.$$

Calculer S_{cm} et S_{CM} pour:

$$I_E = 0{,}5 \,/\, 1 \,/\, 2 \,/\, 5 \text{ mA}.$$

Solution

1. Pour :

$$\alpha = 0{,}97 \quad , \quad r_B (1 - \alpha) = 6 \text{ ohms},$$

$$\alpha = 0{,}99 \quad , \quad r_B (1 - \alpha) = 2 \text{ ohms}.$$

$$S_m = \left(\frac{\alpha}{h_{11}}\right) \min = \frac{0{,}97}{6 + r_E},$$

$$S_M = \left(\frac{\alpha}{h_{11}}\right) \max = \frac{0{,}99}{2 + r_E}.$$

Les valeurs limites de S sont données dans le tableau ci-après :

I_E *en mA*	*en ohms*			*en mA/volt*	
	r_E	h_{11} *min*	h_{11} *max*	S_m	S_M
0,5	52	54	58	16,7	18,3
1	26	28	32	31,5	35,2
2	13	15	19	51	66
5	5,2	7,2	11,2	87	137

2. Avec $R_o = 100$ ohms, nous calculerons cette fois les valeurs limites de S_c, en passant par l'évaluation de :

$$r_o = R_o (1 - \alpha) + h_{11}.$$

Donc :

$$S_C = \frac{\alpha}{r_o}.$$

Les résultats sont résumés dans le tableau ci-après :

I_E *en mA*	r_o *min* *en ohms*	r_o *max* *en ohms*	S_{cm} *en mA/volt*	S_{CM} *en mA/volt*
0,5	55	61	16	18
1	29	35	27,7	34
2	16	22	44	62
5	8,2	14,2	68,5	120

3. Avec $R_o = 100$ ohms, et $R_E = 100$ ohms, on trouve les valeurs limites de S_c données dans le tableau ci-après :

I_E *en mA*	$r_o + R_E$ *min* *en ohms*	$r_o + R_E$ *max* *en ohms*	S_{cm} *en mA/volt*	S_{CM} *en mA/volt*
0,5	155	161	6	6,4
1	129	135	7,2	7,7
2	116	122	8	8,5
5	108,2	114,2	8,6	9,1

6. – *Influence de R_o sur la pente S_C*

Énoncé

On considère un transistor pour lequel:

$$15 < h_{11} < 35 \text{ ohms}$$

$$0{,}97 < \alpha < 0{,}99$$

sachant que $1 < I_E < 2$ *mA.*

La résistance de contre-réaction R_E *est égale à 150 ohms.*

En faisant respectivement $R_o = 200$ *ohms et* $R_o = 1000$ *ohms, évaluer les valeurs limites de* S_c *et également:*

$$\Delta S = S_{CM} - S_{cm}.$$

Solution

Pour :

$$R_o = 200 \text{ ohms},$$

$$r_o \text{ max} = h_{11} \text{ max} + R_o (1 - 0{,}97) = 41 \text{ ohms}$$

$$r_o \text{ min} = h_{11} \text{ min} + R_o (1 - 0{,}99) = 17 \text{ ohms}$$

Pour :

$$R_o = 1000 \text{ ohms},$$

$$r_o \text{ max} = 65 \text{ ohms},$$

$$r_o \text{ min} = 25 \text{ ohms}.$$

On en déduit les valeurs limites de S_c :

R_o *en ohms*	S_{cm} *en mA/volt*	S_{CM} *en mA/volt*	ΔS *en mA/volt*
200	5,05	5,95	0,90
1000	4,50	5,65	1,15

7. – *Dispersion de la pente. Évaluation*

Énoncé

On sait que la pente composite S_c *est donnée par l'expression:*

$$S_c = \frac{\alpha}{r_o + R_E}$$

avec:

$$r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha).$$

On pose:

$$S_E = \frac{\alpha}{R_E} \qquad \textit{et} \qquad S_h = \frac{\alpha}{r_o}.$$

1. *Donner l'expression de* $\dfrac{S_E - S_c}{S_c}$.

2. *On désire que:*

$$\frac{S_E - S_c}{S_c} < 0{,}05 ;$$

comment choisir R_E, *sachant que la valeur maximum de* r_o *est égale dans un cas à 50 ohms, dans un autre à 10 ohms.*

3. *On suppose que* r_o *ne dépasse pas 10 ohms. La valeur maximum de* h_{11} *est estimée à 8 ohms, et la valeur minimum du gain* α *peut atteindre 0,97. Comment choisir* R_o *pour respecter*

$$r_o \leqslant 10 \text{ ohms},$$

et par suite:

$$\frac{S_E - S_c}{S_c} < 0{,}05.$$

Solution

1. $$\frac{1}{S_c} = \frac{r_o + R_E}{\alpha} = \frac{1}{S_h} + \frac{1}{S_E}$$

soit :

$$\frac{S_E - S_c}{S_E \cdot S_c} = \frac{1}{S_h},$$

$$\frac{S_E - S_c}{S_c} = \frac{S_E}{S_h} = \frac{r_o}{R_E}.$$

2. Si on veut que :

$$\frac{S_E - S_c}{S_c} < 0{,}05$$

il faut également que :

$$\frac{r_o}{R_E} < 0{,}05,$$

soit :

$$R_E > \frac{r_o}{0{,}05} = 20\, r_o.$$

Avec :

$$r_o = 50 \text{ ohms} \quad , \quad R_E = 1000 \text{ ohms} ;$$

avec :

$$r_o = 10 \text{ ohms} \quad , \quad R_E = 200 \text{ ohms}.$$

3. Retenons le cas $r_o = 10$ ohms :

$$r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha)$$

conduit à :

$$10 = 8 + R_o (1 - 0{,}97),$$

soit :

$$R_o = \frac{2}{0{,}03} = \frac{200}{3} = 67 \text{ ohms environ.}$$

En conclusion si on veut que :

$$\frac{S_E - S_c}{S_c} < 0{,}05 \qquad \text{avec} \qquad R_E = 200 \text{ ohms},$$

il faut choisir une résistance de source $R_o < 67$ ohms sous réserve que :

$$\alpha \geqslant 0{,}97 \qquad \text{et} \qquad h_{11} \leqslant 8 \text{ ohms}.$$

Si l'on se réfère aux résultats de l'exercice IV-§2-5, on voit que la dernière inégalité entraînera inévitablement une polarisation à fort courant I_E, en principe supérieur à 5 *m*A.

8. – Influence de la réaction inverse sur le gain en courant et le gain en tension

Énoncé

On considère un transistor idéal ($r_c = \infty$, $r_b = 0$ mais $\alpha < 1$), utilisé en montage amplificateur émetteur-commun, dans lequel est insérée une contre-réaction de tension au moyen de la résistance R_S. (fig. IV-8).

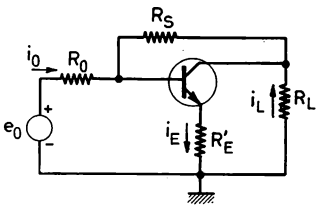


FIG. IV-8.

1. En posant:

$$R_E = R'_E + r_E \quad , \quad G_S = \frac{1}{R_S}$$

donner les expressions de:

$$\alpha_L = \frac{i_L}{i_E} \qquad et \qquad \beta_L = \frac{i_L}{i_0}.$$

2. Sachant que $v_S = -R_L \, . \, i_L$, évaluer le gain en tension composite:

$$g_v = \frac{v_S}{e_0}.$$

3. Dans le cas où $G_S R_E$ est négligeable devant α, donner l'expression de α_L et g_v. On introduira le gain en tension

$$g_{vo} = \frac{\alpha R_L}{R_E + R_0 (1 - \alpha)}$$

sans contre-réaction, et le taux de contre-réaction

$$k_v = \frac{G_S \, . \, (R_E + R_0)}{\alpha}.$$

4. Que se passe-t-il si g_{vo} est très grand? On obtient alors le gain limite.

5. On suppose que:

$$R_S = r_C \quad , \quad R_0 = r_B \quad , \quad R_E = r_E.$$

Quel est le gain en tension maximum possible? Dans un cas plus général, il faut remplacer R_0 par $R_0 + r_B$ et R_E par $r_E + R'_E$, quelle est dans ce cas l'expression du gain limite?

Solution

1. Par hypothèse $h_{11} = r_E$ (r_B nul). La chute de tension le long du réseau R_L, R_S, onction base-émetteur, R'_E est nulle, c'est-à-dire que :

$$R_L \, . \, i_L + R_S (i_L - \alpha i_E) + (r_E + R'_E) \, i_E = 0,$$

ce qui entraîne :

$$\alpha_L = \frac{i_L}{i_E} = \frac{\alpha R_S - R_E}{R_S + R_L} = \frac{\alpha - G_S \cdot R_E}{1 + G_S \cdot R_L}.$$

De même :

$$\beta_L = \frac{i_L}{i_o} = \frac{i_L}{i_E - i_L} = \frac{\alpha_L}{1 - \alpha_L} = \frac{\alpha - G_S \cdot R_E}{1 - \alpha + G_S (R_E + R_L)}.$$

2. Pour évaluer le gain en tension composite, on peut partir de :

$$e_o = R_o (1 - \alpha_L) i_E + R_E \cdot i_E$$

et :

$$V_S = - R_L \cdot i_L = - \alpha_L \cdot R_L \cdot i_E,$$

soit :

$$g_v = \frac{v_S}{e_o} = - \frac{\alpha_L \cdot R_L}{R_E + R_o (1 - \alpha_L)}.$$

3. Si $G_S R_E = 0$, on trouve :

$$\alpha_L = \frac{\alpha}{1 + G_S R_L},$$

et par suite :

$$g_v = \frac{- \alpha \cdot R_L}{R_E + R_o (1 - \alpha) + G_S \cdot R_L \cdot (R_E + R_o)},$$

posons :

$$g_{vo} = \frac{\alpha R_L}{R_E + R_o (1 - \alpha)} \quad , \quad k_v = \frac{G_S [R_E + R_o]}{\alpha},$$

il vient :

$$g_v = - g_{vo} \cdot \frac{1}{1 + k_v \cdot g_{vo}}.$$

4. Si g_{vo} est très grand, ce qui peut être obtenu en faisant R_L très grand, on trouve :

$$g_v = - \frac{1}{k_v},$$

c'est le gain limite que l'on peut obtenir. En l'occurrence :

$$g_v = - \frac{\alpha}{G_S (R_E + R_o)} \quad \text{ou} \quad - \frac{\alpha \cdot R_S}{R_E + R_o}.$$

5. Si :

$$R_S = r_c \quad , \quad R_o = r_B \quad , \quad R_E = r_E$$

la valeur limite du gain g_v, que l'on désignera par g_{ve} est égale à :

$$g_{vc} = -\frac{\alpha r_c}{r_E + r_B}.$$

Dans le cas plus général on aura :

$$g_{ve} = -\frac{\alpha r_c}{r_E + R'_E + r_B + R_o}.$$

Commentaires

L'expression de g_{ve} établie dans le cas où on fait:

$$R_S = r_c \quad , \quad R_o = r_B \quad , \quad R_E = r_E$$

permet de traduire de manière simple, l'effet de la réaction interne.

En montage base commune, on exprime l'influence de cette réaction interne au moyen de:

$$h_{12} = \frac{r_B}{r_B + r_c} \qquad \textit{soit pratiquement} \qquad \frac{r_B}{r_c}.$$

Comme r_E est petit devant r_B, on voit que g_{ve} est voisin de:

$$-\alpha \cdot \frac{r_c}{r_B} \qquad \textit{soit} \qquad -\frac{\alpha}{h_{12}}.$$

9. – *Influence de la réaction inverse sur le gain en tension*

Énoncé

Dans un montage émetteur-commun, l'influence du circuit de sortie sur l'entrée se traduit par une réaction inverse que l'ont peut évaluer au moyen du taux de contre-réaction:

$$k_v = \frac{G_S (R_E + R_o)}{\alpha}$$

avec:

$$R_E = R'_E + r_E \quad , \quad R_o = R_o + r_B,$$

R'_o étant la résistance du générateur d'entrée.

Si g_{vo} est le gain sans contre-réaction, on aura pour le gain effectif g_v,

$$g_v = \frac{g_{vo}}{1 + k_v \cdot g_{vo}} \qquad \text{(en valeur absolue).}$$

1. On admet que $I_E = 1{,}3\,mA$. De plus $r_B = 1000$ ohms, $R'_o = 1000$ ohms, $R'_E = 180$ ohms. $\alpha = 0{,}98$ (On donne la température $T = 300° K$).

On suppose que:

$$G_S = \frac{1}{r_c} = \frac{1}{5}\,10^{-6}\ mho.$$

Évaluer k_v *et* g_{ve} *le gain limite.*

2. Donner la valeur du gain g_{vo} *et du gain effectif* g_v *pour:*

$$R_L = 2\,K\ ,\ 10\,K\ ,\ 20\,K\ ,\ 50\,K\ ,\ 200\,K\ ,\ 500\,K.$$

SOLUTION

1. On sait que :

$$r_E = \frac{26}{I_E}$$

si I_E est exprimé en *m*A et r_E en ohms.

Avec $I_E = 1{,}3$ *m*A on trouve $r_E = 20$ ohms. On en déduit :

$$k_v = \frac{2\,.\,10^{-7}\,.\,(200 + 2000)}{0{,}98},$$

$$\text{soit } k_v = 4{,}48\,.\,10^{-4},$$

d'où le gain limite :

$$g_{ve} = \frac{10.000}{4{,}48} = 2.230.$$

2. Pour le calcul de g_{vo}, on part de :

$$S_{co} = \frac{\alpha}{R_E + R_o\,(1 - \alpha)} = \frac{0{,}98}{200 + 2000\,(0{,}02)}$$

ou $S_{co} = 4{,}1$ *m*A/volt ;

On en déduit :

$$g_{vo} = R_L\,.\,S_{co}.$$

Les résultats obtenus sont donnés dans le tableau ci-après :

R_L *en K*	g_{vo}	kg_{vo}	$1 + kg_{vo}$	g_v
2	8,2	$3{,}7\,.\,10^{-3}$	1,004	8,2
10	41	$1{,}84\,.\,10^{-2}$	1,02	40
20	82	$3{,}68\,.\,10^{-2}$	1,04	78
50	205	$9{,}20\,.\,10^{-2}$	1,09	188
200	820	0,368	1,37	600
500	2050	0,920	1.92	1060

10. – Réaction inverse introduite par un circuit de polarisation

Énoncé

Le schéma complet de l'amplificateur examiné est donné figure IV-9. La polarisation est assurée par la résistance R_S *reliant la base au collecteur.*

Cette résistance R_S *introduit inévitablement une réaction inverse qui diminue le gain en tension disponible.*

On donne:

$$R'_E = 150 \text{ ohms} \quad , \quad R''_E = 1000 \text{ ohms},$$

$$R_L = 4{,}7 \text{ K} \quad , \quad E_C = 12 \text{ volts} \quad , \quad \alpha_o = 0{,}98.$$

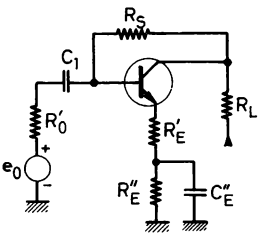


FIG. IV-9.

1. On veut que I_E *soit égal à 1,3 mA. Sachant que pour cette valeur* $V_{BE} = 0{,}7$ *volt, calculer la résistance* R_S *nécessaire.*

2. Pour l'examen des performances dynamiques, on admettra que R''_E *est parfaitement découplée par la capacité* C''_E. *On suppose en outre que:*

$$R'_0 = 1000 \text{ ohms} \quad , \quad r_B = 1000 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha = 0{,}98.$$

Calculer h_{11} *et ensuite*

$$S_{co} = \frac{\alpha}{R_E + R'_0 (1 - \alpha)} \qquad \textit{avec} \qquad R_E = R'_E + h_{11}.$$

3. Évaluer g_{vo} *et le gain effectif* g_v *compte tenu de la contre-réaction apportée par* R_S.

Solution

1. On sait que :

$$I_E = \frac{E_C - V_{BE}}{R'_E + R''_E + R_L + R_S \cdot (1 - \alpha_o)},$$

soit :

$$I_E = 1{,}3 \cdot 10^{-3} = \frac{12 - 0{,}7}{1150 + 4700 + 0{,}02\, R_S},$$

d'où :

$$R_S = \frac{3{,}7}{2{,}6} \cdot 10^5 \text{ ohms} = 142.000 \text{ ohms}.$$

2. Si :

$$I_E = 1{,}3\ mA \quad , \quad r_E = 20 \text{ ohms}$$

et :

$$h_{11} = r_E + r_B (1 - \alpha) = 20 + 1000\ (0{,}02) = 40 \text{ ohms.}$$

La pente composite S_{co} sans contre-réaction est donnée par :

$$S_{co} = \frac{\alpha}{R_E + R'_o (1 - \alpha)}$$

avec :

$$R_E = R'_E + h_{11} = 150 + 40 = 190 \text{ ohms,}$$

$$R'_o (1 - \alpha) = 1000\ (0{,}02) = 20 \text{ ohms,}$$

$$R_E + R'_o (1 - \alpha) = 210 \text{ ohms.}$$

On en déduit :

$$S_{co} = \frac{0{,}98}{210}\ mho \qquad \text{ou} \qquad 4{,}65\ mA/\text{volt.}$$

3. Sans contre-réaction le gain en tension en valeur absolue, serait égal à :

$$g_{vo} = S_{co} \cdot R_L = 4{,}65 \cdot 10^{-3} \cdot 4{,}7 \cdot 10^{+3} = 21{,}8.$$

Avec contre-réaction, on peut utiliser pour le calcul du gain les résultats et les formules établies à l'exercice IV-8 à savoir :

$$g_v = - g_{vo} \cdot \frac{1}{1 + k_v \cdot g_{vo}},$$

$$k_v = \frac{G_S \cdot (R_E + R'_o)}{\alpha}$$

avec cette fois :

$$R_E = R'_E + h_{11}.$$

On trouve donc :

$$k_v = \frac{10^{-3}}{142} \cdot \frac{190 + 1000}{0{,}98} = 8{,}55 \cdot 10^{-3},$$

$$k_v g_{vo} = 0{,}186,$$

$$g_v = - 21{,}8 \cdot \frac{1}{1{,}186} = - 18{,}5.$$

11. – Contre-réaction et reproductivité

Énoncé

On considère un amplificateur à émetteur commun donné par le schéma dynamique de la figure IV-10, et on se propose d'examiner par un calcul direct numérique l'influence de R_S *sur la reproductivité du gain en tension.*

On donne les valeurs suivantes : $R_o = 1000$ *ohms,* $r_B = 1000$ *ohms,* $r_E = 20$ *ohms,* $R'_E = 150$ *ohms,* $R_L = 4.700$ *ohms.*

Les valeurs limites de α *sont 0,97 et 0,99.*

1. Calculer le gain en tension composite minimum g_{vm} *et le gain en tension composite maximum* g_{vM} *sachant que:*

$$R_S = \infty \qquad ou \qquad G_S = 0.$$

On calculera également:

$$\frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}}.$$

2. Calculer:

$$g_{vM} \quad , \quad g_{vm} \quad et \quad \frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}}$$

dans le cas où $R_S = 142.000$ *ohms.*

Solution

1. On obtient respectivement :

$$h_{11}\,\text{max} = 1000\,(1 - 0{,}97) + 20 = 50 \text{ ohms},$$

$$h_{11}\,\text{min} = 1000\,(1 - 0{,}99) + 20 = 30 \text{ ohms},$$

$$R_{EM} = R'_E + h_{11}\,\text{max} = 150 + 50 = 200 \text{ ohms},$$

$$R_{Em} = R'_E + h_{11}\,\text{min} = 150 + 30 = 180 \text{ ohms}.$$

La pente composite donnée par le transistor le meilleur est égale à :

$$S_{CM} = \frac{0{,}99}{R_{Em} + R_o\,(1 - 0{,}99)} = 5{,}2\ m\text{A/volt}.$$

La pente composite correspondant au transistor le plus mauvais est égale à :

$$S_{Cm} = \frac{0{,}98}{R_{EM} + R_o\,(1 - 0{,}97)} = 4{,}6\ m\text{A/volt}.$$

On en déduit les gains limites :

$$g_{vM} = 5{,}2 \cdot 4{,}7 = 24{,}5,$$

$$g_{vm} = 4{,}6 \cdot 4{,}7 = 21{,}6,$$

et par suite :

$$\frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}} = 0{,}145.$$

2. On suppose cette fois que $R_S = 142$ K. Pour le transistor le meilleur ($\alpha = 0{,}99$) on trouve :

$$k_v = \frac{G_S \cdot (R_{Em} + R_o)}{\alpha} = \frac{10^{-3}}{142} \cdot \frac{180 + 1000}{0{,}99} = 8{,}4 \cdot 10^{-3},$$

$$k_v \cdot g_{vo} = 8{,}4 \cdot 10^{-3} \cdot 24{,}5 = 0{,}206,$$

g_{vo} est ici la valeur maximum en boucle ouverte ou sans contre-réaction. Il se confond avec la valeur g_{vM} calculée au paragraphe précédent.

Pour le transistor le plus mauvais $\alpha = 0{,}97$, on trouve :

$$k_v = \frac{G_S \cdot (R_{EM} + R_o)}{\alpha} = \frac{10^{-3}}{142} \cdot \frac{200 + 1000}{0{,}97} = 8{,}7 \cdot 10^{-3},$$

$$k_v \cdot g_{vo} = 8{,}7 \cdot 10^{-3} \cdot 21{,}6 = 0{,}187.$$

Cette fois g_{vo} est la valeur minimum en boucle ouverte.

En définitive on obtient pour les gains en tension limites :

$$g_{vM} = \frac{24{,}5}{1{,}206} = 20{,}2,$$

$$g_{vm} = \frac{21{,}6}{1{,}187} = 18{,}2,$$

par suite :

$$\frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}} = \frac{20{,}2 - 18{,}2}{18{,}2} = 0{,}11.$$

La contre-réaction a amélioré sensiblement la reproductivité sans perte appréciable sur le gain.

12. – *Étude de la reproductivité du gain en tension (avec contre-réaction de tension)*

Énoncé

La reproductivité du gain en tension dans le montage représenté figure IV-10 peut être examiné en calculant respectivement le gain dans le cas où le transistor est le meilleur et dans le cas où le transistor est le plus mauvais.

Si on ne s'intéresse qu'aux dispersions de α *on considérera que l'on peut avoir:*

$$\alpha_m < \alpha < 1,$$

α_m *étant bien entendu la plus faible valeur possible de* α.

1. Pour le montage considéré, évaluer le gain maximum possible g_{vM}, *et le gain minimum possible* g_{vm}.

En déduire l'écart relatif :

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}} \qquad (G_S R_E \text{ sera négligé})$$

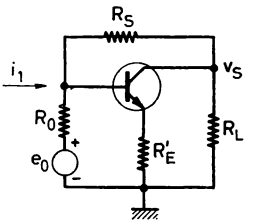


FIG. IV-10.

On posera

$$R_E = R'_E + h_{11}.$$

2. Expression de $\frac{\Delta g}{g}$ *dans le cas où* $G_S R_L = 0$ *ou négligeable, et dans le cas où il ne l'est pas. On donnera l'expression de* $\frac{\Delta g}{g}$ *en fonction de:*

$$\varepsilon_S = \frac{G_S R_L}{1 + G_S \cdot R_L}.$$

Discuter la formule.

3. Application numérique en faisant respectivement

$$G_S = 0 \quad , \quad R_S = 142 \text{ K} \quad , \quad G_S R_L \textit{ très grand.}$$

On admettra que $R_E = 170$ *ohms,* $R_0 = 2000$ *ohms,* $R_L = 4{,}7$ *K,* $\alpha_m = 0{,}98$.

SOLUTION

1. On sait que :

$$g_v = \frac{\alpha_L R_L}{R_E + R_0 (1 - \alpha_L)}$$

avec :

$$\alpha_L = \frac{\alpha}{1 + G_S \cdot R_L} \qquad \text{et} \qquad R_E = R'_E + h_{11}.$$

Pour $\alpha = 1$,

$$g_v = g_{vM} = \frac{\dfrac{R_L}{1 + G_S \cdot R_L}}{R_E + R_0 \cdot \left[1 - \dfrac{1}{1 + G_S \ R_L}\right]}$$

pour $\alpha = \alpha_m$,

$$g_v = g_{vm} = \frac{\alpha_m \cdot \dfrac{R_L}{1 + G_S \cdot R_L}}{R_E + R_o \cdot \left[1 - \dfrac{\alpha_m}{1 + G_S \ R_L}\right]},$$

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{g_{vM} - g_{vm}}{g_{vm}} = \frac{1 - \alpha_m}{\alpha_m} \cdot \frac{R_E + R_o}{R_E + R_o \cdot \dfrac{G_S \cdot R_L}{1 + G_S \cdot R_L}}.$$

2. Si $G_S R_L = 0$,

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1 - \alpha_m}{\alpha_m} \cdot \frac{R_E + R_o}{R_E};$$

introduisons :

$$\varepsilon_S = \frac{G_S R_L}{1 + G_S \cdot R_L},$$

on trouve dans le cas où $G_S \cdot R_L \neq 0$

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1 - \alpha_m}{\alpha_m} \cdot \frac{R_E + R_o}{R_E + \varepsilon_S \cdot R_o}.$$

On voit que $0 < \varepsilon_S < 1$. Le cas le plus favorable est celui où $\varepsilon_S = 1$. On obtient alors :

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1 - \alpha_m}{\alpha_m} \qquad \text{et} \qquad G_S R_L \gg 1.$$

Il paraît tout indiqué d'introduire le gain en courant minimum

$$\beta_m = \frac{\alpha_m}{1 - \alpha_m}.$$

Il en résulte dans le cas général :

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1}{\beta_m} \cdot \frac{R_E + R_o}{R_E + \varepsilon_S \cdot R_o}.$$

3. Si $G_S = 0$ (absence de contre-réaction), on trouve :

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1}{49} \cdot \frac{2000 + 170}{170} = 0{,}26,$$

si $R_S = 142$ K.

$$\varepsilon_s = 0{,}032$$

$$\frac{R_E + R_o}{R_E + \varepsilon_S \cdot R_o} = 9{,}4$$

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{9{,}4}{49} = 0{,}19.$$

Si G_S est grand, en particulier si $G_S R_L \gg 1$ on a $\varepsilon_S = 1$ et

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1}{49} = 0{,}0204.$$

Dans le dernier cas, la reproductivité apparaît excellente, mais il faut remarquer que le gain disponible est alors très faible.

Commentaire

Cet exercice montre que dans le cas du montage considéré, on limitera d'autant mieux la dispersion du gain que l'on disposera de transistors à gain élevé. En d'autres termes il vaut mieux par exemple $100 < \beta < 500$ *plutôt que* $25 < \beta < 50$. *En second lieu, on cherchera à obtenir* R_0 *aussi faible que possible. L'étage doit être attaqué par une source de tension à basse impédance.*

Pour se placer dans un cas favorable du point de vue gain en courant minimum β_m, *il est avantageux d'utiliser deux transistors en cascade comme cela est indiqué figure IV-11.*

Si β_1 *et* β_2 *sont les gains en courant en montage émetteur commun de* Q_1 *et* Q_2, *le gain total sera pratiquement égal à:*

$$\beta = \beta_1 \cdot \beta_2.$$

On pourra toujours appliquer la formule générale:

$$g_V = -\frac{g_{V0}}{1 + k_V \cdot g_{V0}},$$

mais les expressions de k_V *et* g_{V0} *sont évidemment à retoucher pour le cas considéré.*

On voit de toute façon qu'on pourra réduire considérablement:

$$\frac{\Delta g}{g} = \frac{1}{\beta_m} \cdot \frac{R_E + R_0}{R_E + \varepsilon_S \cdot R_0},$$

à gain disponible équivalent.

L'exercice IV-§ 2-13 qui suit va nous permettre de mettre ces avantages en évidence.

13. – Contre-réaction avec amplificateur à deux transistors en cascade

Énoncé

L'amplificateur étudié est représenté figure IV-11. Il comprend deux étages en cascade constitués des transistors Q_1 *et* Q_2 *dont les collecteurs sont réunis.*

L'impédance h_{11} *et le gain* α *relatifs à chacun des transistors seront désignés par:*

h_1 *et* α_1 *pour* Q_1,

h_2 *et* α_2 *pour* Q_2.

1. Donner l'expression de la pente

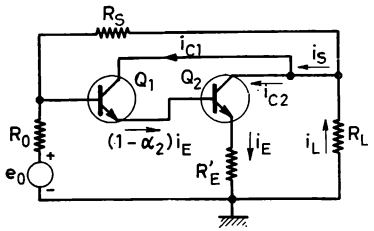


FIG. IV-11.

$$S_{co} = \frac{i_S}{e_o},$$

la contre-réaction étant éliminée

$$\left(\frac{1}{R_S} = G_S = 0\right).$$

On posera:

$$R_E = R'_E + h_2 + h_1 (1 - \alpha_2)$$

et on pourra négliger $\alpha_1 (1 - \alpha_2)$ *devant* α_2; i_S *désigne le courant total de sortie, c'est donc la somme des deux courants collecteurs.*

2. Valeurs limites de $g_{vo} = R_L \cdot S_{co}$ *sachant que les valeurs limites de* α_1 *et* α_2 *sont 0,98 et 1 et que celles de* h_1 *et* h_2 *sont 20 et 50 ohms.*

On donne:

$$R'_E = 150 \text{ ohms} \quad , \quad R_L = 4{,}7 \text{ K} \quad , \quad R_o = 2000 \text{ ohms}.$$

3. Valeurs limites du gain g_v *avec contre-réaction. On suppose que:*

$$R_S = 47 \text{ K} \quad \textit{et que} \quad R_S \gg R_E.$$

4. Donner l'expression de l'impédance de sortie R_{os}, *et calculer ses valeurs limites.*

SOLUTION

1. Établissons d'abord l'expression de i_S en fonction de i_E traversant R'_E.

Si i_{C1} et i_{C2} sont les courants collecteurs de Q_1 et Q_2 on a :

$$i_{C1} = \alpha_1 (1 - \alpha_2)\, i_E,$$

$$i_{C2} = \alpha_2\, i_E$$

et par suite,

$$i_S = [\alpha_2 + \alpha_1 (1 - \alpha_2)]\, i_E.$$

soit approximativement :

$$i_S = \alpha_2 \cdot i_E.$$

Par ailleurs on a pour $G_S = 0$

$$e_o = R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)\, i_E + h_1 (1 - \alpha_2)\, i_E + (h_2 + R'_E)\, i_E,$$

soit en posant :

$$R_E = R'_E + h_2 + h_1 (1 - \alpha_2),$$

$$e_o = [R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) + R_E]\, i_E.$$

Il en résulte :

$$S_{co} = \frac{i_S}{e_o} = \frac{\alpha_2}{R_E + (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) R_o}.$$

2. On examinera successivement le cas où les 2 transistors sont les meilleurs possibles $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, $h_1 = h_2 = 20$ ohms, et le cas où les 2 transistors sont les moins bons $\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98$, $h_1 = h_2 = 50$ ohms.

PREMIER CAS :

$$R_E = 150 + 20 \text{ soit } 170 \text{ ohms.}$$

$$(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) R_o = 0$$

$$S_{co} = \frac{1}{R_E} = \frac{1}{170}$$

soit 5,9 *m*A/volt.

DEUXIÈME CAS :

$$R_E = 150 + 50 + 50 (1 - 0{,}98) \text{ soit } 201 \text{ ohms}$$

$$(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) R_o = 0{,}02 \,.\, 0{,}02 \,.\, 2000 \text{ soit } 0{,}8 \text{ ohms}$$

$$S_{co} = \frac{0{,}98}{201 + 0{,}8} \simeq \frac{0{,}98}{202} \text{ soit } 4{,}85 \text{ } m\text{A/volt.}$$

On en déduit les gains limites en tension :

$$\text{gain maximum } g_{vo} = g_{oM} = 5{,}9 \,.\, 4{,}7 = 27{,}7$$

$$\text{gain minimum } g_{vo} = g_{om} = 4{,}85 \,.\, 4{,}7 = 22{,}8$$

3. Les résultats de l'exercice IV-§ 2-8 peuvent être étendus aisément au cas présent :

$$g_{vc} = -\frac{g_{vo}}{1 + k_v \,.\, g_{vo}},$$

avec :

$$g_{vo} = R_L \,.\, S_{co} = \frac{\alpha_2 R_L}{R_E + (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) R_o},$$

et :

$$k_v = \frac{G_S (R_E + R_o)}{\alpha_2}.$$

Nous avons vu que :

$$R_E = R_E' + h_2 + h_1 (1 - \alpha_2).$$

La démonstration peut s'effectuer de la manière suivante.

On part de :

$$R_L \cdot i_L + R_S (i_L - i_S) + R_E \cdot i_E = 0,$$

et :

$$i_S \simeq i_{C2} = \alpha_2 i_E,$$

pour obtenir

$$\frac{i_L}{i_E} = \frac{\alpha_2}{1 + G_S \cdot R_L},$$

sachant que $R_E \ll \alpha_2 R_S$.

Le long de la branche e_o, R_o, Q_1, Q_2, R_E' on a :

$$e_o = R_o [(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) i_E - i_L + i_S] + R_E \cdot i_E,$$

d'où :

$$\frac{e_o}{i_E} = R_E + R_o \left[(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) + \frac{\alpha_2 R_L G_S}{1 + G_S R_L}\right]$$

$$\frac{e_o}{i_L} = \frac{1 + G_S R_L}{\alpha_2} \cdot [R_E + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)] + G_S R_L \cdot R_o$$

$$\frac{1}{g_{ve}} = - \frac{e_o}{R_L \cdot i_L} \simeq - \frac{R_E + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{\alpha_2 R_L}$$

$$- \frac{G_S}{\alpha_2} [R_o + R_E + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)]$$

si on pose :

$$k_v = \frac{G_S [R_E + R_o + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)]}{\alpha_2} \simeq \frac{G_S (R_E + R_o)}{\alpha_2}.$$

On trouve :

$$\frac{1}{g_{ve}} = - \frac{1}{g_{vo}} - k_v \qquad \text{soit} \qquad g_{ve} = \frac{- g_{vo}}{1 + k_v \cdot g_{vo}}.$$

Le calcul des valeurs limites donne :

a) pour les transistors les meilleurs :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1 \quad , \quad h_1 = h_2 = 20 \text{ ohms},$$

$$g_{vo} = g_{oM} = 27{,}7,$$

$$R_E = 170 \text{ ohms},$$

$$k_v = \frac{10^{-3}}{47} \cdot (170 + 2000) = 46 \cdot 10^{-3},$$

$$k_v \cdot g_{oM} = 46 \cdot 10^{-3} \cdot 27{,}7 = 1{,}27,$$

$$g_{vM} = \frac{27{,}7}{2{,}27} = 12{,}2,$$

b) pour les transistors les moins bons :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98 \quad , \quad h_1 = h_2 = 50 \text{ ohms},$$

$$g_{vo} = g_{om} = 22{,}8,$$

$$R_E = 201 \text{ ohms},$$

$$k_v = \frac{10^{-3}}{47} \cdot (201 + 2000) = 47 \cdot 10^{-3},$$

$$k_v \cdot g_{om} = 47 \cdot 10^{-3} \cdot 22{,}8 = 1{,}07,$$

$$g_{vm} = \frac{22{,}8}{2{,}07} = 11.$$

4. Pour trouver l'impédance de sortie, nous nous placerons d'abord dans le cas où R_L est infini. Nous aurons alors le gain avec sortie non chargée g_o.

Nous chercherons ensuite la valeur de R_L pour laquelle :

$$g_{vc} = \frac{g_o}{2}.$$

Cette valeur nous fournira l'impédance de sortie cherchée R_{oS}.

Si R_L est infini on trouve :

$$\frac{1}{g_o} = -k_v = -\frac{G_S (R_E + R_o)}{\alpha_2}.$$

La condition cherchée s'exprime par :

$$\frac{R_E + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{\alpha_2 \cdot R_{oS}} = \frac{G_S \cdot (R_E + R_o)}{\alpha_2},$$

soit :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{R_E + R_o (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2)}{R_E + R_o},$$

ou pratiquement :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{R_E}{R_E + R_o}.$$

Les valeurs limites de R_{oS} sont les suivantes :

a) pour le transistor le meilleur :

$$R_E = R_{Em} = 170 \text{ ohms}$$

$$R_{oS} = 47 \cdot 10^3 \cdot \frac{170}{2.170} = 3.700 \text{ ohms},$$

b) pour le transistor le moins bon,

$$R_E = R_{EM} = 201 \text{ ohms},$$

$$R_{oS} = 47 \cdot 10^3 \cdot \frac{201}{2.201} = 4.250 \text{ ohms}.$$

COMMENTAIRES SUR R_{oS}

Dans le cas où la contre-réaction s'applique sur un seul transistor on trouve :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{R_E + R_o (1 - \alpha)}{R_E + R_o}.$$

On voit que si R_o est très grand, (la source est alors un générateur de courant) on trouve :

$$R_{oS} = R_S \cdot (1 - \alpha)$$

et dans le cas du montage IV-11 (2 transistors)

$$R_{oS} = R_S \cdot (1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2).$$

L'amplificateur dans les 2 cas se comporte comme un générateur de tension à résistance de source faible.

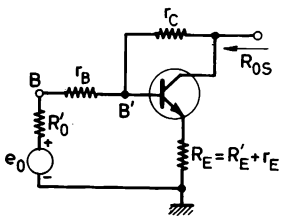


FIG. IV-12.

Si R_o est très petit, la source alors se comporte comme un générateur de tension, et on obtient $R_{oS} = R_S$ dans les 2 cas.

Or nous avons vu qu'un transistor comporte toujours une réaction inverse, due à la présence inévitable d'une résistance r_C à placer entre le collecteur et la base intrinsèque (voir fig. IV-12).

Supposons que ce transistor soit alimenté par un générateur de résistance interne R'_o et de force électromotrice e_o.

La formule donnant R_{oS} est directement applicable dans ce cas et on aura:

$$R_{oS} = r_C \cdot \frac{R_E + R_o (1 - \alpha)}{R_E + R_o},$$

à condition de poser:

$$R_E = r_E + R'_E \quad , \quad R_o = R'_o + r_B.$$

En montage base commune, le point B est à basse impédance et $R'_o = 0$, d'où:

$$R_{oS} = r_C \cdot \frac{R_E + r_B (1 - \alpha)}{R_E + r_B}$$

et si r_B est petit devant R_E, $R_{oS} \simeq r_C$, avec $R'_E = 0$ on trouve:

$$R_{oS} = r_C \cdot \frac{r_E + r_B (1 - \alpha)}{r_E + r_B} = r_C \cdot \frac{h_{11}}{r_E + r_B}.$$

En montage émetteur commun, le point B est à haute impédance et R'_o est infini.
Par suite si:

$$R_o (1 - \alpha) \gg R_E \quad , \quad R_{oS} = r_C \cdot (1 - \alpha).$$

On constate que la contre-réaction de courant apportée par:

$$R'_E \qquad \text{ou} \qquad R_E = r_E + R'_E$$

tend à augmenter l'impédance de sortie dans le cas général.

*14. – **Contre-réaction de tension. Transrésistance***

Énoncé

L'amplificateur indiqué figure IV-13 est conçu de manière à produire une transrésistance $-\frac{V_S}{i_1}$ *aussi constante que possible. La source d'entrée est une source de courant à conductance interne* G_0 *faible. Par contre la charge* R_L *est grande vis-à-vis de la résistance de sortie* R_{os} *de l'amplificateur.*

On se basera sur les résultats déjà établis à l'exercice IV-§ 2-8 en particulier, concernant α_L *et* β_L. *On admettra que* $R'_E = 0$, *donc* R_E *se réduit à* h_{11}.

1. Donner l'expression de la transrésistance composite

$$\rho_{SC} = -\frac{v_S}{i_1}$$

en supposant R_L *infini.*

Application numérique:

$$R_S = 2\,K \quad , \quad h_{11} = 30 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha = 0{,}98 \quad , \quad R_o = 2\,K.$$

Donner une expression simplifiée de ρ_S *en supposant que* $G_S h_{11}$ *est petit devant 1 sans être négligeable, et en admettant par contre que* $\frac{1}{\alpha} h_{11}\, G_S \,.\, h_{11}\, G_o$ *est négligeable. Mettre ces circonstances en évidence à l'occasion de l'application numérique. On pourra assimiler* $\frac{G_S\, h_{11}}{\alpha}$ *à* $G_S\, h_{11}$, *ceci est légitime compte tenu de sa faible valeur vis-à-vis de 1.*

2. Les approximations ci-dessus restant valables, évaluer ρ_{SC} *en supposant cette fois* R_L *non infini. On négligera avec raison les termes en* $(h_{11})^2$. *Application numérique avec* $R_L = 2K$, *pour le reste, reprendre les valeurs numériques du premier paragraphe.*

Solution

1. On sait que :

$$\alpha_L = \frac{i_L}{i_E} = \frac{\alpha - G_S\, h_{11}}{1 + G_S \,.\, R_L},$$

$$\beta_L = \frac{i_L}{i_o} = \frac{\alpha - G_S\, h_{11}}{1 - \alpha + G_S\,(h_{11} + R_L)}.$$

La source de courant fournit i_1 en court-circuit. On a :

$$R_o (i_1 - i_o) = h_{11} \cdot i_E$$

d'où :

$$i_1 = i_o + G_o h_{11} \cdot i_E$$

avec :

$$G_o = \frac{1}{R_o},$$

soit encore, :

$$i_1 = \left[\frac{1 - \alpha + G_S (h_{11} + R_L)}{\alpha - G_S \cdot h_{11}} + G_o h_{11} \frac{1 + G_S R_L}{\alpha - G_S h_{11}}\right] \cdot i_L,$$

$$\frac{i_L}{i_1} = \frac{\alpha - G_S h_{11}}{1 - \alpha + G_S (h_{11} + R_L) + G_o h_{11} (1 + G_S R_L)},$$

$$-\frac{v_S}{i_1} = -\frac{-R_L \cdot i_L}{i_1} = \frac{R_L (\alpha - G_S h_{11})}{1 - \alpha + G_S (h_{11} + R_L) + G_o h_{11} (1 + G_S R_L)}.$$

Si R_L est très grand, on ne conserve que les coefficients de R_L.

$$\rho_{SC} = -\frac{v_S}{i_1} = \frac{R_L (\alpha - G_S h_{11})}{R_L (G_S + G_o G_S \cdot h_{11})},$$

soit encore :

$$\rho_{SC} = R_S \cdot \frac{\alpha - G_S h_{11}}{1 + G_o h_{11}}.$$

Application numérique :

$$\rho_{SC} = 2000 \cdot \frac{0{,}98 - 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 30}{1 + 0{,}5 \cdot 10^{-3} \cdot 30},$$

$$\rho_{SC} = 2000 \cdot \frac{0{,}965}{1{,}015} = 1920 \text{ ohms.}$$

Si $G_S h_{11}$ est petit

$$\alpha - G_S h_{11} = \alpha \left(1 - \frac{G_S h_{11}}{\alpha}\right) = \frac{\alpha}{1 + G_S h_{11}},$$

puisque :

$$G_S h_{11} \simeq \frac{G_S h_{11}}{\alpha}.$$

$$\rho_{SC} = \frac{\alpha R_S}{(1 + G_o h_{11})(1 + G_S h_{11})} = \frac{\alpha R_S}{1 + (G_o + G_S) h_{11}}$$

puisque $G_o G_S h_{11}^2$ est négligé, pour les besoins d'une application numérique on pourrait tout aussi bien écrire :

$$\rho_{SC} = \alpha R_S [1 - (G_o + G_S) h_{11}],$$

en effectuant le calcul numérique on trouve :

$$(G_o + G_S)\, h_{11} = 30 \,.\, 10^{-3} = 0{,}03,$$

$$\rho_{SC} = 0{,}98 \,.\, 2000 \,.\, (1 - 0{,}03) = 1.900 \text{ ohms environ,}$$

soit un écart de 1 %, ce qui est parfaitement acceptable.

En assimilant $\dfrac{G_S h_{11}}{\alpha}$ à $G_S h_{11}$ on commet une erreur relative de l'ordre de 2 % sur $G_S h_{11}$

$$\frac{G_S h_{11}}{0{,}98} \simeq G_S h_{11}\,(1 + 0{,}02)$$

et $0{,}02\, G_S\, h_{11} = 3 \,.\, 10^{-4}$ est l'erreur commise sur $1 + G_S\, h_{11}$, parfaitement négligeable bien entendu.

De même :

$$G_o\, G_S\, h_{11}^2 = 2{,}25 \,.\, 10^{-4}$$

est également très petit devant 1.

Les approximations sont donc très légitimes, on pourra noter toutefois que la plus grande source d'erreur vient du fait que l'on écrit :

$$\frac{1}{1 + x} = 1 - x$$

et inversement pour $x \ll 1$.

2. On part de :

$$\rho_S = \frac{R_L\,(\alpha - G_S h_{11})}{1 - \alpha + h_{11}\,(G_o + G_S + G_o\, G_S\, R_L) + G_S R_L},$$

établi plus haut sous une forme légèrement différente qui peut s'écrire encore :

$$\rho_S = \frac{\alpha\, R_L}{[1 - \alpha + h_{11}\,(G_o + G_S + G_o\, G_S\, R_L) + G_S R_L]\,(1 + G_S h_{11})},$$

soit :

$$\frac{\alpha\, R_L}{1 - \alpha + h_{11}\,(G_o + G_S + G_o\, G_S\, R_L) + G_S R_L + G_S h_{11}\,(1 - \alpha + G_S R_L)},$$

ou :

$$\frac{\alpha\, R_L}{(1 - \alpha)\,(1 + G_S h_{11}) + (1 + G_S R_L)\,(G_o + G_S)\, h_{11} + G_S R_L}.$$

On peut mettre R_S en évidence :

$$\rho_S = \alpha\, R_S \,.\, \frac{R_L}{(1 - \alpha)\,(R_S + h_{11}) + (R_L + R_S)\,(G_o + G_S)\, h_{11} + R_L}.$$

Application numérique:

$$(1 - \alpha) \cdot (R_S + h_{11}) = 40{,}6$$

$$(R_L + R_S)\,(G_o + G_S)\,h_{11} = 120$$

$$\rho_S = 1960 \cdot \frac{2000}{2160} = 1820 \text{ ohms environ.}$$

La transrésistance a donc diminué de 100 ohms soit à peu près de 5 %, ce qui montre que la résistance de sortie est nettement plus faible que R_L.

15. – *Impédance de sortie du montage à contre-réaction de tension*

Énoncé

1. En partant de l'expression de la transrésistance ρ_S évaluée à l'exerciceI V-§ 2-14 établir la valeur de l'impédance de source ou de sortie R_{os} de l'amplificateur et montrer qu'elle se met sous la forme:

$$R_{oS} = A \cdot R_S + B \cdot h_{11}$$

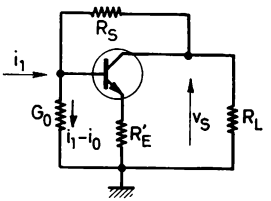


FIG. IV-13.

Que devient cette expression si une résistance de contre-réaction R'_E est insérée dans le circuit l'émetteur (fig. IV-13). On posera:

$$R_E = R'_E + h_{11}.$$

Applications numériques:

a) $R_S = 2K$, $h_{11} = 30$ ohms, $\alpha = 0{,}98$, $R_o = 2K$

$$R'_E = 0$$

b) Même chose sauf $R'_E = 0{,}5$ K.

2. Que devient R_{os} lorsque G_o est voisin de zéro ou tend vers l'infini? Quelle est l'influence de R_E ?

3. Exprimer ρ_S en fonction de R_{os} et de ρ_{SC}, qui est la valeur de ρ_S pour R_L infini.

Solution

1. Si l'amplificateur est chargé par son impédance de sortie $R_L = R_{oS}$, la transrésistance ρ_S doit être égale à la moitié de la transrésistance composite ρ_{SC} pour

$$R_L = R_{oS} \quad , \quad 2\,\rho_S = \rho_{SC},$$

ce qui conduit à :

$$\frac{1}{1 + (G_o + G_S)\, h_{11}} = \frac{2\, R_{oS}}{(1 - \alpha)\,(R_S + h_{11}) + (R_{oS} + R_S)\,(G_o + G_S)\, h_{11} + R_{oS}}$$

soit :

$$2\, R_{oS}\,[1 + (G_o + G_S)\, h_{11}] = (1 - \alpha)\,(R_S + h_{11}) +$$

$$+ R_{oS}\,[1 + (G_o + G_S)\, h_{11}] + R_S\,(G_o + G_S)\, h_{11}.$$

Après mise en forme on trouve :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{1 - \alpha + h_{11}\,(G_o + G_S)}{1 + h_{11}\,(G_o + G_S)} + h_{11} \cdot \frac{1 - \alpha}{1 + h_{11}\,(G_o + G_S)}.$$

Si une résistance de contre-réaction R'_E est insérée dans le circuit de l'émetteur, il faut remplacer dans la dernière expression h_{11} par :

$$R_E = R'_E + h_{11}.$$

Applications numériques:

a) $R'_E = 0$, $h_{11} = 30$ ohms,

$$h_{11}\,(G_o + G_S) = 0{,}03$$

$$R_{oS} = 2000 \cdot \frac{0{,}05}{1{,}03} + 30 \cdot \frac{0{,}02}{1{,}03} = 97 \text{ ohms.}$$

Le deuxième terme est négligeable.

b) $R'_E = 0{,}5$ K, $R_E = 530$ ohms.

$$R_E\,(G_o + G_S) = 0{,}53$$

$$R_{oS} = 2000 \cdot \frac{0{,}55}{1{,}53} + 530 \cdot \frac{0{,}02}{1{,}53} = 727 \text{ ohms,}$$

le deuxième terme apporte une correction de l'ordre de 1 %, il reste donc négligeable.

Dans bien des cas on pourra se contenter d'appliquer la formule :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{1 - \alpha + h_{11}\,(G_o + G_S)}{1 + h_{11}\,(G_o + G_S)}.$$

2. Si G_o est nul, R_{oS} atteint sa valeur la plus faible, soit :

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{1 - \alpha + h_{11} \cdot G_S}{1 + h_{11} \cdot G_S} + h_{11}\,(1 - \alpha) \cdot \frac{1}{1 + h_{11}\, G_S},$$

ou :

$$R_{oS} = R_S \cdot (1 - \alpha) + R_S \frac{G_S \cdot h_{11}}{1 + G_S \cdot h_{11}},$$

Normalement $G_S h_{11} \ll 1$, d'où il résulte :

$$R_{oS} = R_S (1 - \alpha) + h_{11}.$$

En fait on pourra utiliser cette formule si :

$$G_S \gg G_o \qquad \text{ou} \qquad R_o \gg R_S \qquad \text{et} \qquad R_S \gg h_{11}$$

soit :

$$R_o \gg R_S \gg h_{11}.$$

Si R_E était très grand, on aurait :

$$R_{oS} = R_S + \frac{1 - \alpha}{G_o + G_S},$$

et pour $R_E = R'_E + h_{11}$ rigoureusement nul on aurait :

$$R_{oS} = R_S (1 - \alpha).$$

R_{oS} est une fonction homographique de h_{11}, donc de R_E, et croît constamment quand R_E augmente. Ainsi, la contre-réaction d'intensité augmente l'impédance de sortie.

3. En fait, lorsque l'amplificateur n'est pas chargé, on mesure en sortie non une tension V_S mais une force électromotrice e_S disponible, et il faudrait écrire :

$$\rho_{SC} = -\frac{e_S}{i_1} \qquad \text{alors que} \qquad \rho_S = -\frac{v_S}{i_1},$$

compte tenu de nos conventions.

Bien entendu :

$$v_S = e_S - R_L \cdot i_L.$$

La résistance de source étant R_{oS} on a tout naturellement :

$$v_S = e_S \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{oS}},$$

ce qui entraîne :

$$\rho_S = \rho_{SC} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{oS}}.$$

A titre de vérification on peut partir de l'expression générale de ρ_S donnée à l'exercice IV-§ 2-14 et grouper les termes de façon à faire apparaître ρ_{SC} et R_{oS}. On doit retrouver normalement le même résultat.

16. – Montage à contre-réaction de tension. Impédance d'entrée

Énoncé

1. En considérant toujours le montage de la figure IV-13 et en supposant

$$R_E = R'_E + h_{11} \qquad \textit{avec} \qquad R'_E \neq 0,$$

évaluer la résistance d'entrée:

$$R_i = \frac{v_i}{i_o},$$

v_i étant la tension lue à l'entrée sur la base du transistor, et i_o le courant d'entrée du montage.

2. Valeur de R_i si R_L est très grand ($R_L G_S \gg 1$).

3. Applications numériques:

$$R_S = 2\,K \;,\quad R_L = 2\,K \;,\quad h_{11} = 30 \text{ ohms} \;,\quad \alpha = 0{,}98,$$

$$R'_E = 0.$$

Solution

1. On a :

$$\frac{v_i}{i_o} = R_i = \frac{R_E \,.\, i_E}{i_o} \qquad \text{or} \qquad \frac{i_E}{i_o} = \frac{\beta_L}{\alpha_L}$$

soit :

$$\frac{1 + G_S R_L}{1 - \alpha + G_S (R_E + R_L)}$$

d'où :

$$R_i = R_E \,.\, \frac{1 + G_S \,.\, R_L}{1 - \alpha + G_S (R_E + R_L)}.$$

2. Si R_L est très grand

$$R_i = R_E \qquad \text{ou} \qquad h_{11} \text{ si } R'_E = 0.$$

3. *Applications numériques:*

$$G_S \,.\, R_L = 0{,}5 \,.\, 10^{-3} \,.\, 2 \,.\, 10^3 = 1$$

$$G_S (R_E + R_L) = 0{,}5 \cdot 10^{-3} (2030) = 1{,}015$$

$$R_i = 30 \cdot \frac{2}{1{,}035} = 58 \text{ ohms environ.}$$

En général R_i est très voisin de :

$$R_i = R_E \cdot (1 + G_S \cdot R_L).$$

17. – *Montage simple collecteur-commun*

Énoncé

On considère le montage collecteur-commun indiqué figure IV-14.

1. Évaluer le gain en tension

$$g_v = \frac{v_S}{e_0}$$

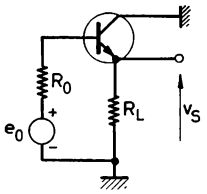


FIG. IV-14.

qui peut se mettre sous la forme:

$$g_v = \frac{R_L}{R_L + R_{oS}}.$$

Donner l'expression de R_{oS}.

2. On désignera par g_{vc} le gain composite, qui en l'occurrence est le gain pour lequel R_L est infini. Valeur de g_{vc}, et valeur de l'impédance de sortie.

3. Valeur de R_{oS} pour :

$$h_{11} = 40 \text{ ohms} \quad , \quad R_o = 2000 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha = 0{,}98.$$

Solution

1. Si i_E est le courant traversant R_L on a :

$$e_o = R_o (1 - \alpha) i_E + (h_{11} + R_L) \cdot i_E$$

$$v_S = R_L \cdot i_E$$

et par suite en divisant membre à membre :

$$g_v = \frac{v_S}{e_o} = \frac{R_L}{R_L + h_{11} + R_o (1 - \alpha)}.$$

On voit que si on pose :

$$R_{oS} = h_{11} + R_o (1 - \alpha),$$

g_v se met bien sous la forme indiquée.

2. Si R_L est infini, on a :

$$g_v = g_{vc} = 1.$$

La valeur de l'impédance de sortie est celle de la charge R_L donnant un gain

$$g_v = \frac{1}{2} g_{vc} \qquad \text{soit} \qquad g_v = 0{,}5.$$

Ceci est le cas pour :

$$R_L = R_{oS} = h_{11} + R_o (1 - \alpha).$$

L'impédance de sortie est donc R_{oS}.

3. On trouve :

$$R_{oS} = 80 \text{ ohms}.$$

*18. – **Montage collecteur-commun. 2 étages en cascade***

ÉNONCÉ

On considère le montage à basse impédance de sortie constituée de deux transistors Q_1 *et* Q_2 *montés en cascade comme l'indique la figure IV-15.*

Le gain α *et l'impédance* h_{11} *relatives aux 2 transistors sont désignés:*

par α_1 *et* h_1 *pour* Q_1,

par α_2 *et* h_2 *pour* Q_2.

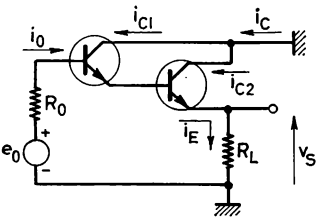


FIG. IV-15.

1. Donner l'expression du gain en tension, de l'impédance de sortie R_{oS}.

2. En désignant par i_C *la somme des 2 courants collecteurs,* i_E *le courant traversant* R_L, *et* i_o *le courant d'entrée, évaluer*

$$g_I = \frac{i_E}{i_o}$$

le gain en courant, ainsi que:

$$\frac{i_C}{i_o} \qquad \textit{et} \qquad \frac{i_C}{i_E}.$$

Quel est le gain en puissance ?

3. On donne:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98 \quad , \quad h_1 = h_2 = 40 \text{ ohms.}$$

$R_o = 2000$ ohms. Calculer R_{oS}. Pour $R_L = 100$ ohms, calculer g_I et g_v ainsi que le gain en puissance.

Si $e_o = 10$ mV, valeurs de i_o et i_E ?

SOLUTION

1. On a :

$$e_o = R_o (1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2) i_E + h_1 (1 - \alpha_2) i_E + (h_2 + R_L) i_E,$$

$$v_S = R_L \cdot i_E.$$

En divisant membre à membre on trouve :

$$g_v = \frac{R_L}{R_L + R_{oS}}$$

à condition de poser :

$$R_{oS} = h_2 + h_1 (1 - \alpha_2) + R_o (1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2).$$

2. On a :

$$i_{C1} = \alpha_1 (1 - \alpha_2) i_E \quad , \quad i_{C2} = \alpha_2 \cdot i_E,$$

donc :

$$i_C = i_{C1} + i_{C2} = [\alpha_2 + \alpha_1 (1 - \alpha_2)] i_E,$$

d'autre part :

$$i_o = (1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2) i_E,$$

donc :

$$g_I = \frac{1}{(1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2)} \simeq \beta_1 \cdot \beta_2,$$

$$\frac{i_C}{i_o} = \frac{\alpha_2 + \alpha_1 (1 - \alpha_2)}{(1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2)} = \frac{\alpha_2}{(1 - \alpha_1) (1 - \alpha_2)} + \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1},$$

$$\frac{i_C}{i_E} = \alpha_2 + \alpha_1 (1 - \alpha_2) \simeq \alpha_2.$$

Le gain en puissance est donné par :

$$g_{pC} = \left(\frac{v_S}{e_o}\right) \left(\frac{i_E}{i_o}\right) = g_v \cdot g_I \simeq \beta_1 \beta_2 \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{oS}}.$$

et si :

$$R_{oS} \gg R_L \quad , \quad g_{pC} \simeq \beta_1 \beta_2.$$

Ce gain en puissance est un gain en puissance composite.

3. *Applications numériques:*

$$R_{oS} = 40 + 40 \,.\, (0{,}02) + 2000\ (0{,}02)\ (0{,}02) = 41{,}6 \text{ ohms}$$

R_{oS} est très voisin de h_2.

$$g_V = \frac{100}{100 + 41{,}6} = 0{,}71$$

$$g_I = 50 \times 50 = 2500,$$

$$g_{pC} = g_I \,.\, g_V = 1780.$$

En se rapportant à l'équation établie au paragraphe 1, on a :

$$e_o = (R_{oS} + R_L)\, i_E,$$

donc :

$$i_E = \frac{e_o}{R_{oS} + R_L} = \frac{10}{141{,}6} = 0{,}07\ mA,$$

$$i_o = \frac{i_E}{g_I} = 0{,}28 \,.\, 10^{-7}\ A \qquad \text{ou} \qquad 0{,}028\ \mu A.$$

19. – ***Réaction entre collecteur et émetteur***

Énoncé

On considère le montage de la figure IV-16, dans lequel le collecteur est relié à l'émetteur au moyen de la résistance R_p. Les courants prenant naissance dans R_L, R_p et R_E' sont désignés par i_L, i_p et i_E'.

1. Quelle relation doit exister entre R_p, R_E' et α pour que i_L soit nul quel que soit R_L.

2. En déduire un procédé commode pour déterminer α ou:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

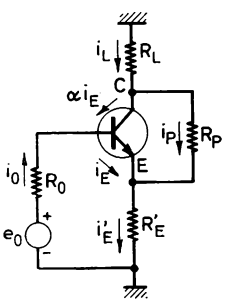


FIG. IV-16.

Solution

1. Si $i_L = 0$, le collecteur est au potentiel de la masse, et par suite :

$$R_p \,.\, i_p + R_E' i_E' = 0\ ;$$

de plus :

$$i_p = -\alpha i_E \quad , \quad \text{et } i_E' = i_E - \alpha i_E$$

donc :

$$- \alpha R_p \cdot i_E + (1 - \alpha) R'_E \cdot i_E = 0.$$

La condition cherchée est donc :

$$R'_E = \frac{\alpha}{1 - \alpha} R_p = \beta \cdot R_p.$$

2. Un appareil de lecture en courant est placé dans la branche R_L. La valeur de R_p est ajustée de manière que $i_L = 0$. On sait alors que :

$$\frac{R'_E}{R_p} = \beta.$$

Le gros intérêt de ce mode opératoire est que le résultat est indépendant de l'impédance de l'appareil de lecture.

20. – *Impédance d'entrée. Montage émetteur commun*

Énoncé

Le montage examiné (fig. IV-17) est un amplificateur émetteur commun, dans lequel une résistance R'_E permet d'assurer une contre-réaction en courant. Entre base et collecteur est insérée une résistance R_1.

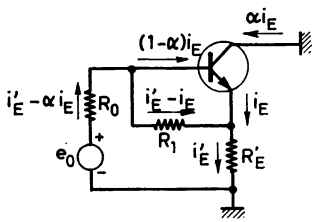


Fig. IV-17.

1. A condition de poser;

$$S_h = \frac{\alpha}{h_{11} + R_o (1 - \alpha)}$$

et:

$$S_E = \frac{\alpha}{R'_E (1 + G_1 h_{11}) + R_o \cdot G_1 h_{11}},$$

montrer que la pente composite S_c est liée aux pentes S_E et S_h par une relation très simple.

2. Si $R_o = 0$, on a $S_c = S_{cc}$. Si R_o est égal à l'impédance d'entrée R_i, on a $S_c = \frac{S_{cc}}{2}$. En déduire R_i. Valeur de R_i dans le cas où

$$G_1 = 0 \left(G_1 = \frac{1}{R_1}\right).$$

3. Applications numériques:

a) $G_1 = 0$, $h_{11} = 30$ *ohms*, $\alpha = 0{,}99$, $R'_E = 120$ *ohms. Valeur de* R_i*?*

b) Idem sauf $G_1 = \frac{1}{3}\ 10^{-3}$ *mho. Valeur de* R_i *?*

4. Expression de S_c *en fonction de* R_o, R_i *et*

$$\beta_h = \frac{\alpha}{1 - \alpha + G_1 h_{11}}.$$

Solution

1. Exprimons les différents courants en fonction de i_E. On obtient :

$$R_1 \,.\, (i'_E - i_E) = h_{11} \,.\, i_E \qquad \text{d'où} \qquad i'_E = (1 + G_1 h_{11}) \,.\, i_E,$$

$$i_o = i'_E - \alpha i_E = (1 - \alpha + G_1 \,.\, h_{11}) \,.\, i_E,$$

$$i_C = \alpha i_E.$$

De plus :

$$e_o = R_o\, i_o + h_{11}\, i_E + R'_E\, i'_E =$$

$$= [h_{11} + R'_E\,(1 + G_i \,.\, h_{11}) + R_o\,(1 - \alpha + G_1\, h_{11})]\, i_E.$$

Il en résulte :

$$S_c = \frac{i_c}{e_o} = \frac{\alpha}{h_{11} + R_o\,(1 - \alpha) + R_o\, G_1\, h_{11} + R'_E\,(1 + G_1\, h_{11})}.$$

Compte tenu de ce qu'on a posé, on trouve :

$$S_c = \frac{\alpha}{\frac{\alpha}{S_h} + \frac{\alpha}{S_E}} \qquad \text{soit} \qquad \frac{1}{S_h} + \frac{1}{S_E} = \frac{1}{S_c}.$$

2. Si $R_o = 0$, on obtient :

$$S_c = S_{cc} = \frac{\alpha}{h_{11} + R'_E\,(1 + G_1 \,.\, h_{11})}.$$

Écrivons que pour :

$$R_o = R_i \quad , \quad S_c = \frac{S_{cc}}{2}$$

ou :

$$\frac{1}{S_h} + \frac{1}{S_E} = \frac{2}{S_{cc}} = \frac{1}{\alpha}\,[2\, h_{11} + 2\, R'_E\,(1 + G_1 h_{11})]$$

soit :

$$R_E' (1 + G_1 h_{11}) + R_i \cdot G_1 h_{11} + h_{11} + R_i (1 - \alpha) = 2 h_{11} + 2 R_E' (1 + G_1 \cdot h_{11}).$$

On trouve :

$$R_i = \frac{h_{11} + R_E' (1 + G_1 \cdot h_{11})}{1 - \alpha + G_1 \cdot h_{11}}.$$

Si :

$$G_1 = 0 \qquad \text{ou} \qquad R_1 = \infty,$$

$$R_i = \frac{h_{11} + R_E'}{1 - \alpha}.$$

A titre de vérification on peut évaluer directement :

$$R_i = \frac{v_i}{i_o}.$$

3. *Applications numériques:*

a) $$G_1 = 0 \quad , \quad R_i = \frac{150}{0{,}01} = 15.000 \text{ ohms.}$$

b) $$G_1 = \frac{1}{3} 10^{-3} \textit{ mho} \quad , \quad G_1 h_{11} = 0{,}01,$$

$$R_i = \frac{150}{0{,}02} \text{ soit } 7.500 \text{ ohms environ.}$$

4. On a :

$$S_c = \frac{\alpha}{R_o [1 - \alpha + G_1 h_{11}] + h_{11} + R'_E (1 + G_1 h_{11})},$$

$$S_c = \frac{\alpha}{1 - \alpha + G_1 h_{11}} \cdot \frac{1}{R_o + R_i},$$

soit :

$$S_c = \beta_h \cdot \frac{1}{R_o + R_i}.$$

Commentaires

Le rôle de la résistance R_1 dans le montage de la figure IV-17 semble plutôt néfaste, puisque les performances sont dégradées sans aucun bénéfice apparent. Par contre la résistance R'_E introduit une contre-réaction qui augmente l'impédance d'entrée.

Néanmoins ce montage est utile à considérer dans certains cas. Pour garantir une bonne stabilité statique, on est conduit à introduire une résistance faible entre la base et la source de polarisation d'entrée. Or cette résistance peut avoir un effet indésirable, si on veut maintenir une haute impédance d'entrée pour le montage amplificateur.

Dans ce cas, (fig. IV-18), on sépare la résistance de polarisation en deux parties R_1 et R_2, et le point de jonction est lié à la résistance R'_E au moyen d'une capacité C_2 de forte valeur, présentant un court-circuit à la fréquence de fonctionnement considéré. Dans ces conditions R_2 est en parallèle sur R'_E du point de vue dynamique, et si $R_2 \gg R'_E$, le schéma équivalent est alors indiqué figure IV-19.

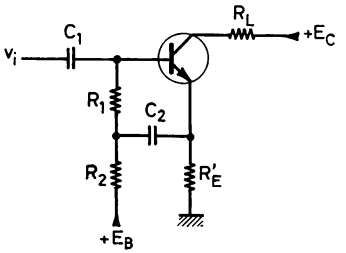


FIG. IV-18.

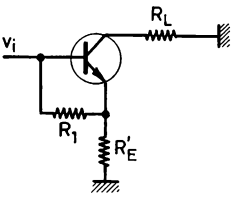


FIG. IV-19.

Ainsi une partie du circuit de polarisation est introduite dans la contre-réaction d'intensité.

De plus R_1 ne peut être trop petit, sous peine d'entraîner une valeur de β_h et R_i trop faibles. Il n'est donc pas question de faire $R_1 = 0$.

21. – Amplificateur différentiel. Montage symétrique

ÉNONCÉ

On considère un amplificateur différentiel (fig. IV-20) constitué de deux transistors Q_1 et Q_2 rigoureusement identiques, et dont les circuits de l'émetteur sont couplés par une résistance unique R_E.

1. Après avoir posé:

$$r_o = R_o (1 - \alpha) + h_{11},$$

écrire les 2 équations reliant i_{E1} et i_{E2} à e_1 et e_2, en particulier

$i_{E1} + i_{E2}$ *et* $i_{E1} - i_{E2}$ *à* e_1 *et* e_2.

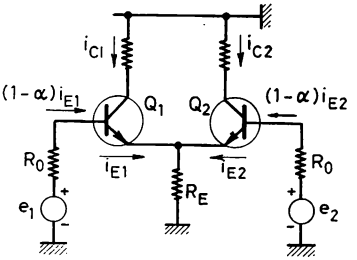


FIG. IV-20.

2. Montrer que l'on a:

$$i_{c1} = S_1 \cdot e_1 + S_{12} \cdot (e_1 - e_2),$$

$$i_{c2} = S_2 \cdot e_2 + S_{21} \cdot (e_2 - e_1).$$

Compte tenu de la symétrie du montage:

$$S_1 = S_2 \quad \text{et} \quad S_{12} = S_{21}.$$

Relation entre S_1 et S_{12}.

3. Application numérique:

$h_{11} = 30$ ohms , $R_o = 1000$ ohms , $\alpha = 0{,}98$, $R_E = 2000$ ohms

$e_1 = 100\,mV$, $e_2 = 80\,mV$, *valeurs de* i_{c1} *et* i_{c2}.

SOLUTION

1. En considérant respectivement les branches contenant Q_1 et Q_2 on peut écrire :

$$e_1 = [R_o (1 - \alpha) + h_{11}]\, i_{E1} + R_E (i_{E1} + i_{E2}),$$

$$e_2 = [R_o (1 - \alpha) + h_{11}]\, i_{E2} + R_E (i_{E1} + i_{E2}),$$

soit en posant :

$$r_o = R_o (1 - \alpha) + h_{11},$$

$$e_1 = [r_o + R_E] \,.\, i_{E1} + R_E \,.\, i_{E2},$$

$$e_2 = [r_o + R_E] \,.\, i_{E2} + R_E \,.\, i_{E1}.$$

En effectuant successivement une addition puis une soustraction membre à membre on trouve :

$$i_{E1} - i_{E2} = \frac{e_1 - e_2}{r_o} \quad , \quad i_{E1} + i_{E2} = \frac{e_1 + e_2}{r_o + 2 R_E}.$$

2. En additionnant les 2 dernières équations membre à membre il vient :

$$2\, i_{E1} = \frac{1}{r_o + 2 R_E} \left[(e_1 + e_2) + \frac{r_o + 2 R_E}{r_o} (e_1 - e_2)\right],$$

soit :

$$i_{c1} = \alpha i_{E1} = \frac{\alpha}{r_o + 2 R_E} \left[e_1 + \frac{R_E}{r_o} (e_1 - e_2)\right].$$

En soustrayant les mêmes équations membre à membre il vient :

$$2\, i_{E2} = \frac{1}{r_o + 2 R_E} \left[e_1 + e_2 - \frac{r_o + 2 R_E}{r_o} (e_1 - e_2)\right],$$

soit :

$$i_{c2} = \alpha i_{E2} = \frac{\alpha}{r_o + 2 R_E} \left[e_2 + \frac{R_E}{r_o} (e_2 - e_1)\right].$$

On voit donc que les expressions se mettent sous la forme indiquée à condition de poser :

$$S_1 = S_2 = \frac{\alpha}{r_o + 2 R_E},$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\alpha}{r_o + 2\,R_E} \cdot \frac{R_E}{r_o}.$$

On voit que :

$$S_{12} = \frac{R_E}{r_o} \cdot S_1.$$

3. *Applications numériques:*

$$r_o = h_{11} + R_o\,(1 - \alpha) = 50 \text{ ohms},$$

$$r_o + 2\,R_E = 4050 \text{ ohms},$$

$$S_1 = S_2 = \frac{0{,}98}{4050} = 0{,}24 \cdot 10^{-3}\ mho \quad \text{ou} \quad 0{,}24\ m\text{A/volt},$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2000}{50} \cdot S_1 = 9{,}6 \cdot 10^{-3}\ mho \quad \text{ou} \quad 9{,}6\ m\text{A/volt}.$$

$$i_{c1} = 0{,}24 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-3} + 9{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 216 \cdot 10^{-6}\ \text{A},$$

$$i_{c2} = 0{,}24 \cdot 10^{-3} \cdot 80 \cdot 10^{-3} - 9{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = -172{,}8 \cdot 10^{-6}\ \text{A}.$$

En définitive on a approximativement :

$$i_{c1} = +0{,}22\ m\text{A} \quad , \quad i_{c2} = -0{,}17\ m\text{A}.$$

22. – *Amplificateur différentiel symétrique ou non. Polarisation en courant*

Énoncé

L'amplificateur différentiel est cette fois polarisé à courant constant (fig. IV-21) par l'intermédiaire d'un transistor Q_3.

Dans ces conditions:

$$i_{E1} + i_{E2} = 0.$$

1. On suppose que les transistors Q_1 *et* Q_2 *sont parfaitement identiques et que de plus*

$$R_{o1} = R_{o2} = R_o.$$

On posera:

$$r_o = R_o\,(1 - \alpha) + h_{11}.$$

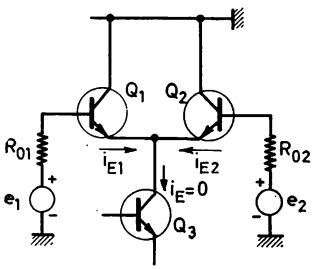


Fig. IV-21.

Évaluer i_{c1} *et* i_{c2}.

2. Les transistors sont légèrement dissemblables et $R_{o1} \neq R_{o2}$. *Évaluer à nouveau* i_{c1} *et* i_{c2}. *On désignera par* h_1 *et* h_2, *les impédances* h_{11} *relatives à* Q_1 *et* Q_2, *ainsi que*

par α_1 *et* α_2 *les gains* α *relatifs à* Q_1 *et* Q_2. *On posera:*

$$r_{o1} = R_{o1} + h_1 (1 - \alpha_1) \qquad et \qquad r_{o2} = R_{o2} + h_2 (1 - \alpha_2).$$

3. Applications numériques:

a) Montage symétrique:

$$h_{11} = 30 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha = 0{,}98 \quad , \quad R_o = 1000 \text{ ohms},$$

$$e_1 = 100\, mV \quad , \quad e_2 = 80\, mV \quad , \quad \textit{valeurs de} \quad i_{c1} \textit{ et } i_{c2}.$$

b) Montage non symétrique:

$$R_o = 1000 \text{ ohms} \quad , \quad e_1 = 100\, mV \quad , \quad e_2 = 80\, mV,$$

$$h_1 = 30 \text{ ohms} \quad , \quad h_2 = 40 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha_1 = 0{,}98 \quad , \quad \alpha_2 = 0{,}97.$$

Solution

1. En considérant la branche R_{o1}, Q_1, Q_2, R_{o2} on peut écrire :

$$e_1 - r_{o1} \cdot i_{E1} - e_2 + r_{o2} \cdot i_{E2} = 0,$$

On a donc à résoudre puisque $r_{o1} = r_{o2} = r_o$.

$$\frac{e_1 - e_2}{r_o} = i_{E1} - i_{E2} \qquad \text{et} \qquad i_{E1} + i_{E2} = 0.$$

On trouve :

$$i_{c1} = \alpha i_{E1} = \frac{\alpha}{2r_o} (e_1 - e_2),$$

et :

$$i_{c2} = \alpha i_{E2} = \frac{\alpha}{2r_o} (e_2 - e_1).$$

On voit que :

$$S_1 = S_2 = 0 \quad , \quad S_{12} = S_{21} = \frac{\alpha}{2r_o}.$$

2. S'il y a non symétrie, il faut partir du système :

$$e_1 - e_2 = r_{o1} \cdot i_{E1} - r_{o2} \cdot i_{E2}$$

$$0 = i_{E1} + i_{E2}.$$

Il s'ensuit :

$$i_{c1} = \alpha_1 \cdot i_{E1} = \frac{\alpha_1}{r_{o1} + r_{o2}} \cdot (e_1 - e_2),$$

$$i_{c2} = \alpha_2 \cdot i_{E2} = \frac{\alpha_2}{r_{o1} + r_{o2}} \cdot (e_2 - e_1).$$

On voit que $S_1 = S_2 = 0$

$$S_{12} = \frac{\alpha_1}{r_{o1} + r_{o2}} \quad , \quad S_{21} = \frac{\alpha_2}{r_{o1} + r_{o2}}$$

donc $S_{21} \neq S_{12}$.

3. *Applications numériques:*

a) $r_o = 50$ ohms,

$$S_{12} = \frac{0{,}98}{100} = 9{,}8 \cdot 10^{-3}\ mho$$

ou 9,8 *m*A/volt.

$$i_{c1} = 9{,}8 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3}\ \text{A} = 196 \cdot 10^{-6}\ \text{A} \quad \text{ou} \quad 196\ \mu\text{A}.$$

$$i_{c2} = -\ 196\ \mu\text{A}.$$

b) $r_{o1} = 50$ ohms, $r_{o2} = 70$ ohms,

$$S_{12} = \frac{0{,}98}{120} = 8{,}2 \cdot 10^{-3}\ mho,$$

$$S_{21} = \frac{0{,}97}{120} = 8{,}1 \cdot 10^{-3}\ mho.$$

$$i_{c1} = 8{,}2 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 164 \cdot 10^{-6}\ \text{A}.$$

$$i_{c2} = -\ 8{,}1 \cdot 10^{-3} \cdot 20 \cdot 10^{-3} = -\ 162 \cdot 10^{-6}\ \text{A}.$$

§ 3 – PROBLÈMES

1. – Énoncés

a) Premier problème : Amplificateur à contre-réaction de tension

L'amplificateur étudié est indiqué figure IV-13. Les impédances d'entrée R_i et de sortie R_{oS} sont données par les formules approximatives:

$$R_{oS} = R_S \cdot \frac{1 - \alpha + R_E (G_o + G_S)}{1 + R_E (G_o + G_S)} \quad , \quad R_i = R_E \cdot \frac{1 + G_S \cdot R_L}{1 - \alpha + G_S (R_E + R_L)}.$$

La transrésistance:

$$\rho_{SC} = -\frac{e_S}{i_1}$$

donne la tension de sortie e_S quand la charge R_L est infinie, en fonction du courant i_1

fourni par un générateur de courant de résistance interne:

$$R_o = \frac{1}{G_o}.$$

On donne:

$$\rho_{SC} = \frac{\alpha R_S}{1 + R_E (G_o + G_S)} \qquad et \qquad G_S = \frac{1}{R_S}.$$

Le gain en tension composite à vide (R_L infinie), est donné par:

$$g_{SC} = \frac{\alpha R_S}{R_o} \cdot \frac{1}{1 + R_E (G_o + G_S)},$$

On a:

$$\rho_S = -\frac{v_S}{i_1} = \rho_{SC} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{oS}},$$

1. On pose $G_S = mG_o$ où m est en principe plus petit que 1.

Si l'amplificateur répond à la condition a, c'est-à-dire si $R_{oS} = R_o$, exprimer $\frac{R_o}{R_E}$ en fonction de m et α. Dans le cas contraire R_{oS} est-il plus petit ou plus grand que R_o? Dans le cas où l'amplificateur répond à la condition b, consistant en ce que $R_i = R_o$, quelle relation existe-t-il entre $\frac{R_o}{R_E}$ et les paramètres m et α. On admettra que:

$$R_L = R_o = R_i.$$

Si les conditions a et b sont vérifiées simultanément, quelle relation existe-t-il nécessairement entre m et α.

2. Les conditions a et b étant vérifiées simultanément, à quelles inégalités doit satisfaire m sachant que $0 < \alpha < 1$. Discuter. On précise que R_{oS} est de la forme $A \cdot R_S + B \cdot R_E$ et qu'on a supposé $B = 0$.

On a:

$$R_{oS} = R_i = R_o = R_L.$$

Exprimer la valeur commune de ces résistances R_o en fonction de R_E et m.

Montrer que:

$$g_{SC} = \beta \cdot \frac{m^2}{1 + (1 + m)^2}$$

avec:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}.$$

3. On donne $\beta = 50$ et $R_E = h_{11} + R'_E = 600$ ohms, comment choisir m pour que les conditions a et b soient respectées simultanément.

Quelles sont alors les valeurs de R_o, R_S *et de* g_{SC}. *Pour permettre plus aisément la résolution de l'équation en m, on pourra poser* $m = \frac{a}{3}$.

b) Deuxième problème : Réaction entre Collecteur et Émetteur

On considère l'amplificateur de la figure IV-16 où la réaction entre collecteur et émetteur est assurée par la résistance R_p.

Les courants traversant les résistances R_o, R'_E *et* R_L *sont désignés par* i_o, i'_E, i_L.

1. *Exprimer les courants* i_L, i'_E *et* i_o *en fonction de* i_E.
2. *Évaluer la pente composite:*

$$S_C = \frac{i_L}{e_o}.$$

Valeur de cette pente quand $R_L = 0$.

3. *Évaluer l'impédance de sortie* R_{oS}. *Valeur de* R_{oS} *si*

$$r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha)$$

est très petit.

4. *Dans quel cas* $S_c = 0$. *Quelle est alors la valeur de l'impédance d'entrée* R_i. *On suppose que toutes les résistances ont une valeur finie.*

5. *Valeur de* R_{oS} *pour:*

$$h_{11} = 30 \text{ ohms} \quad , \quad \alpha = 0{,}98 \quad , \quad R_o = 1\,K \quad , \quad R_p = 2\,K,$$

$$R'_E = 2\,K.$$

c) Troisième problème : Contre-réaction d'intensité

On considère le montage émetteur-commun indiqué figure IV-3. On désigne par α *le gain en courant,* h_{11} *l'impédance et* β *le gain en courant en montage émetteur commun.*

1. *Montrer que:*

$$g_{vc} = \frac{R_L}{R_o} \cdot g_{Ic} \quad , \quad g_{Ic} = \frac{\beta}{1 + k_I \cdot \beta}.$$

Cette dernière expression met en évidence la contre-réaction d'intensité du montage. Expression de k_I. *La résistance de source est désignée par* R_o.

2. *Gain en tension* G_{vc} *de n étages identiques dont le collecteur d'un étage est relié à la base de l'étage qui suit. On admettra que toutes les charges sont égales à* R_L, *et que les transistors sont identiques. La résistance de source du premier étage est toujours désignée par* R_o.

3. On appelle G_a *le gain asymptotique de n étages identiques utilisant des transistors dont* $\alpha = 1$ *et* G_m *le gain en tension de ce même ensemble amplificateur utilisant les transistors les plus mauvais* $\alpha = \alpha_m$, k_I *est supposé inchangé. Évaluer:* $\frac{G_a}{G_m}$ *qui caractérise la reproductivité du montage. On désignera par* β_m *le gain* $\frac{\alpha_m}{1 - \alpha_m}$.

4. On se fixe:

$$G_a = 64 \quad et \quad \alpha_m = 0{,}975 \quad ou \quad \beta_m = 40.$$

En faisant respectivement $n = 1$, *2 puis 3, évaluer la valeur de* k_I *ainsi que les valeurs* $\frac{G_a}{G_m}$ *et* G_m. *On admettra que* $R_L = R_o$.

5. On revient à l'amplificateur à un seul étage et on suppose $R_L = R_o$. *On introduit* ε *et* η *de façon que* $\alpha = 1 - \varepsilon$, $h_{11} = r\,(1 + \eta)$ *et on appelle:*

$$g_a = \frac{R_o}{r + R_E}$$

le gain asymptotique.

Donner l'expression du gain composite g_{vc} *en fonction de* g_a, ε, η *et* $\frac{r}{R_o}$.

Si R_o *est élevé, on peut négliger le terme en* η. *Quelle est alors l'expression de* g_{vc} ? *Quelle est sa valeur numérique si:*

$$g_a = 64 \quad , \quad \alpha_m = 0{,}975.$$

Donner l'expression de l'écart asymptotique $\frac{g_a - g_{vc}}{g_{vc}}$ *dans les 2 cas*

$$\eta = 0 \qquad et \qquad \eta \neq 0.$$

6. Évaluer cette fois l'écart asymptotique $\frac{G_a - G_m}{G_m}$ *en considérant n étages identiques comme au deuxième paragraphe. La reproductivité est bonne si l'écart asymptotique est faible. Montrer que la reproductivité ne dépend que de* $k_I\beta_m$, *compte tenu des hypothèses faites.*

Comment modifier la formule si k_I *varie selon les transistors? On admettra que* $k_I = k_M$ *pour les plus mauvais transistors* ($\alpha = \alpha_m$) *et* $k_I = k_m$ *pour les meilleurs* ($\alpha = 1$).

En considérant un seul étage, retrouver les résultats du cinquième paragraphe, c'est-à-dire l'expression de l'écart asymptotique en fonction de ε,

$$\eta \text{ et } \frac{r}{R_o}.$$

d) Quatrième problème : Amplificateur différentiel

On admet que l'amplificateur différentiel réalisé selon le schéma de la figure IV-5

n'est pas parfaitement symétrique. On désignera respectivement par α_1, h_1 *et par* α_2, h_2, *le gain* α *et l'impédance* h_{11} *relatifs au transistor* Q_1 *et au transistor* Q_2.

1. On suppose que $R_{o1} \neq R_{o2}$. *On introduira:*

$$\frac{1}{g_{o1}} = r_{o1} = R_{o1}(1 - \alpha_1) + h_1,$$

et:

$$\frac{1}{g_{o2}} = r_{o2} = R_{o2}(1 - \alpha_2) + h_2,$$

Calculer les courants émetteurs i_{E1} *et* i_{E2}. *Donner les expressions des pentes directes* S_1 *et* S_2, *ainsi que celles des pentes différence* S_{12} *et* S_{21} *intervenant dans les équations:*

$$i_{c1} = S_1 \cdot e_1 + S_{12} \cdot (e_1 - e_2),$$

$$i_{c2} = S_2 \cdot e_2 + S_{21} \cdot (e_2 - e_1).$$

2. On suppose que:

$$e_1 = E + \Delta E \quad , \quad e_2 = E,$$

évaluer le courant différentiel $i_{c1} - i_{c2}$ *en fonction de* ΔE *et* E. *En cas de symétrie parfaite* $i_{c1} - i_{c2}$ *ne dépend que de* ΔE. *L'effet de la dissymétrie est de faire apparaître un signal parasite* e_p *de telle manière que l'on a:*

$$i_{c1} - i_{c2} = S \cdot (\Delta E + e_p).$$

Évaluer e_p.

3. Calculer i_{c1} *et* i_{c2} *dans le cas où* $\alpha_1 = 0{,}99$, $h_1 = 30$ *ohms,* $\alpha_2 = 0{,}98$, $h_2 = 40$ *ohms,* $E = 1$ *volt,* $\Delta E = 1$ *mV. Valeur de* e_p, *et de* $i_{c1} - i_{c2}$ *avec* $R_{o1} = R_{o2} = 2000$ *ohms, et* $R_E = 2000$ *ohms.*

2. – ***Solutions des problèmes***

a) Solution du premier problème

1. Pour la condition (*a*) on a :

$$R_{os} = R_o \qquad \text{soit} \qquad R_o = \frac{R_o}{m} \cdot \frac{1 - \alpha + R_E \cdot G_o(1 + m)}{1 + R_E G_o (1 + m)}.$$

ou en tenant compte du fait que $R_o G_o = 1$

$$R_o = R_E \cdot \frac{m^2 - 1}{1 - \alpha - m},$$

Voyons s'il est possible que $R_{oS} < R_o$.
On a :

$$R_S \frac{1 - \alpha + R_E G_o (1 + m)}{1 + R_E G_o (1 + m)} < R_o,$$

cette inégalité entraîne :

$$1 - \alpha + R_E G_o (1 + m) < m [1 + R_E G_o (1 + m)]$$

soit :

$$R_E G_o < \frac{m - (1 - \alpha)}{1 - m^2},$$

soit encore :

$$R_o > R_E \cdot \frac{m^2 - 1}{1 - \alpha - m},$$

on verrait de la même manière que :

$$R_o < R_E \cdot \frac{m^2 - 1}{1 - \alpha - m} \qquad \text{entraîne} \qquad R_{oS} > R_o.$$

Pour la condition (*b*) $R_i = R_o$, on admet que $R_L = R_o$. Il en résulte :

$$R_o = R_E \cdot \frac{1 + m}{1 - \alpha + m G_o R_E + m},$$

soit :

$$R_o = R_E \cdot \frac{1}{1 - \alpha + m}.$$

Si les conditions (*a*) et (*b*) sont respectées simultanément on doit avoir :

$$\frac{m^2 - 1}{1 - \alpha - m} = \frac{1}{1 - \alpha + m},$$

c'est-à-dire :

$$1 - \alpha = \frac{m^3}{2 - m^2}.$$

2. La double inégalité :

$$0 < \alpha < 1,$$

entraîne :

$$0 < 1 - \alpha < 1,$$

$$\frac{m^3}{2 - m^2} > 0$$

entraîne :

$$m < \sqrt{2}$$

puisque m est toujours positif.

L'autre inégalité :

$$\frac{m^3}{2 - m^2} < 1,$$

est analogue à :

$$m^3 + m^2 - 2 < 0,$$

ou :

$$(m^2 + 2\,m + 2)\,(m - 1) < 0,$$

comme $m^2 + 2\,m + 2$ est positif quel que soit m, il faut donc que $m < 1$.

En définitive il faut que :

$$0 < m < 1.$$

Si $\alpha = 1$, $m = 0$; R_S est infini et les 2 impédances R_I et R_{oS} présentent également une valeur infinie.

Si $\alpha = 0$, (cas d'un transistor sans gain), $m = 1$ et dans ce cas :

$$R_o = R_S = R_I = R_{oS} = \frac{R_E}{2}.$$

Ce cas $\alpha = 0$, peut être réalisé aisément en court-circuitant la jonction base-émetteur. En considérant un tel réseau d'entrée, on trouve bien

$$R_i = \frac{R_E}{2};$$

par contre vu de la sortie, ce réseau présente une impédance :

$$R_{oS} = \frac{R_E}{2} + \frac{R_E}{3},$$

au lieu du résultat théorique $\dfrac{R_E}{2}$. — Cette anomalie est due simplement au fait que l'on a négligé le terme BR_E dans l'expression complète de R_{oS}. Pour

$$\alpha = 0 \quad , \quad A = 1 \quad \text{et} \quad B = \frac{1}{3}.$$

Si les conditions (*a*) et (*b*) sont vérifiées en même temps, c'est-à-dire si

$$R_{oS} = R_I = R_o = R_L,$$

on trouve :

$$R_o = R_E \cdot \frac{m^2 - 1}{1 - \alpha - m} = R_E \cdot \frac{1}{1 - \alpha - m} = R_E \cdot \frac{2 - m^2}{2m}.$$

De même on trouve :

$$g_{SC} = \frac{\alpha}{m} \cdot \frac{1}{1 + R_E G_o (1 + m)} = \frac{\alpha}{m} \cdot \frac{2 - m^2}{2 + m^2 + 2m},$$

ou en tenant compte de :

$$2 - m^2 = \frac{m^3}{1 - \alpha},$$

$$g_{SC} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot \frac{m^2}{2 + 2m + m^2} = \beta \cdot \frac{m^2}{1 + (1 + m)^2}.$$

3. Si $\beta = 50$,

$$51\,\alpha = 50 \qquad \text{et} \qquad 1 - \alpha = \frac{1}{51}.$$

Il nous faut résoudre :

$$\frac{1}{51} = \frac{m^3}{2 - m^2},$$

c'est-à-dire :

$$51\,m^3 + m^2 - 2 = 0,$$

On constate que :

$$51\,m^3 + m^2 - 2 = (17\,m^2 + 6\,m + 2)\,(3\,m - 1)$$

puisque $m = \frac{1}{3}$ est une racine : Cette racine apparaît plus facilement si on pose $m = \frac{a}{3}$, l'équation devient alors :

$$17\,a^3 + a^2 - 18 = 0$$

et la solution $a = 1$ apparaît facilement.

Par contre $17\,m^2 + 6\,m + 2$ est toujours positif.

On trouve :

$$R_o = R_E \cdot \frac{51}{18} = R_E \cdot \frac{17}{6}$$

si $R_E = 600$ ohms,

$$R_o = R_I = R_L = R_{oS} = 1700 \text{ ohms},$$

de plus :

$$g_{SC} = 50 \cdot \frac{3}{25} = 6.$$

b) SOLUTION DU DEUXIÈME PROBLÈME

1. Expression des courants i_L, i'_E, i_L. Il faut résoudre l'ensemble des équations suivantes :

$$R_L \cdot i_L + R_p \cdot i_p + R'_E \cdot i'_E = 0$$

$$i_o = i'_E - i_L$$

ainsi que :

$$i_L = \alpha i_E + i_p \quad , \quad i'_E = i_E + i_p.$$

La première équation permet de déterminer i_p en fonction de i_E. En effet :

$$R_L \cdot (\alpha i_E + i_p) + R_p \cdot i_p + R'_E (i_E + i_p) = 0$$

d'où :

$$i_p = - \frac{\alpha R_L + R'_E}{R'_E + R_p + R_L} \cdot i_E.$$

On en déduit alors :

$$i_L = \alpha i_E + i_p = \frac{\alpha R_p - (1 - \alpha) R'_E}{R'_E + R_p + R_L} \cdot i_E,$$

$$i'_E = i_E + i_p = \frac{R_p + (1 - \alpha) R_L}{R'_E + R_p + R_L} \cdot i_E.$$

De même :

$$i_o = i'_E - i_L = (1 - \alpha) i_E,$$

2. Calcul de S_c.
On a :

$$S_c = \frac{i_L}{e_o}$$

or :

$$e_o = R_o i_o + h_{11} \cdot i_E + R'_E i'_E =$$

$$\left[R_o (1 - \alpha) + h_{11} + R'_E \cdot \frac{R_p + (1 - \alpha) R_L}{R'_E + R_p + R_L}\right] i_E,$$

donc :

$$S_c = \frac{\alpha R_p - (1 - \alpha) R'_E}{r_o (R'_E + R_p + R_L) + R'_E [R_p + (1 - \alpha) R_L]},$$

à condition de poser :

$$r_o = h_{11} + R_o (1 - \alpha).$$

Si $R_L = 0$, on trouve :

$$S_c = S_{cc} = \frac{\alpha R_p - (1 - \alpha) R'_E}{r_o (R'_E + R_p) + R'_E . R_p}.$$

3. Évaluation de R_{oS}.

Si $R_L = R_{oS}$ on doit avoir :

$$S_c = \frac{S_{cc}}{2}.$$

Le dénominateur de l'expression de S_c s'écrit :

$$r_o (R'_E + R_p) + R'_E . R_p + R_L [r_o + R'_E (1 - \alpha)].$$

La condition :

$$S_c = \frac{S_{cc}}{2}$$

revient à écrire :

$$r_o (R'_E + R_p) + R'_E . R_p = R_{oS} . [r_o + R'_E (1 - \alpha)]$$

d'où :

$$R_{oS} = \frac{r_o (R'_E + R_p) + R'_E . R_p}{r_o + R'_E (1 - \alpha)}.$$

Si r_o est très petit :

$$R_{oS} = \frac{R_p}{1 - \alpha}.$$

4. On voit que $S_c = 0$ si :

$$\alpha R_p - (1 - \alpha) R'_E = 0,$$

c'est-à-dire si :

$$\beta R_p = R'_E.$$

Par suite :

$$i'_E = (1 - \alpha) i_E = i_o$$

et :

$$e_o - R_o i_o = V_i = h_{11} . i_E + R'_E . i'_E,$$

donc :

$$V_i = \left(\frac{h_{11}}{1-\alpha} + R'_E\right) i_o,$$

et :

$$R_i = \frac{V_i}{i_o} = R'_E + \frac{h_{11}}{1-\alpha}.$$

5. Pour $h_{11} = 30$ ohms, $\alpha = 0{,}98$, $R_o = 1$ K, $R_p = 2$ K, $R'_E = 2$ K ;

on a :

$$r_o = 50 \text{ ohms} \quad , \quad R'_E(1-\alpha) = 40 \text{ ohms},$$

$$R_{os} = \frac{50 \,.\, (4000) + 2000 \,.\, 2000}{90} = 46.500 \text{ ohms environ.}$$

c) Solution du troisième problème

1. On sait que :

$$g_{vc} = \frac{\alpha R_L}{h_{11} + R_o(1-\alpha) + R_E},$$

soit encore :

$$g_{vc} = \frac{R_L}{R_o} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha + \dfrac{h_{11} + R_E}{R_o}},$$

si on pose :

$$k_I = \frac{h_{11} + R_E}{\alpha R_o},$$

on trouve :

$$g_{vc} = \frac{R_L}{R_o} \cdot \frac{\alpha}{1 - \alpha + \alpha \,.\, k_I} = \frac{R_L}{R_o} \cdot \frac{\beta}{1 + k_I \,.\, \beta},$$

ce qui met bien en évidence la contre-réaction de taux k_I sur le gain en courant β.

Si on remplaçait le générateur de tension par un générateur de courant ayant le même effet, le courant injecté i_1 serait égal à :

$$i_1 = \frac{e_o}{R_o},$$

et on trouverait en tenant compte de β :

$$R_o(i_1 - i_o) = i_o \frac{h_{11} + R_E}{1-\alpha} \qquad \text{et} \qquad i_L = \beta \,.\, i_o,$$

$$g_{Ic} = \frac{i_L}{i_1} = \frac{\beta}{1 + k_I \,.\, \beta}$$

avec $i_L = \alpha i_E$.

g_{Ic} est le gain en courant composite. Comme il fallait s'y attendre on vérifie que :

$$g_{vc} = \frac{R_L}{R_o} \cdot g_{Ic}.$$

2. Le gain en tension composite résultant est égal au produit des gains composites de chaque étage. Pour un étage autre que le premier, la résistance de source est égale à la résistance de charge de l'étage précédent.

Ainsi :

$$G_{vc} = \frac{R_1}{R_o} g_1 \cdot \frac{R_2}{R_1} g_2 \cdot \frac{R_3}{R_2} g_3 \cdots \frac{R_n}{R_{n-1}} g_n,$$

$$G_{vc} = \frac{R_n}{R_o} g_1 \cdot g_2 \cdot g_3 \cdots g_n,$$

en désignant par :

R_1, R_2 ... R_n les charges des étages n° 1, 2 ... n, et par :

g_1, g_2 ... g_n les gains en courant composites de ces mêmes étages.

Si les n étages sont identiques :

$$G_{vc} = \frac{R_n}{R_o} (g_1)^n$$

ou en revenant aux notations initiales :

$$G_{vc} = \frac{R_L}{R_o} (g_{Ic})^n = \frac{R_L}{R_o} \left(\frac{\beta}{1 + k_I \beta}\right)^n.$$

3. Pour simplifier les notations nous écrirons par la suite k au lieu de k_I, aucune ambiguité n'étant possible.

Si $\alpha = 1$ pour tous les transistors,

$$G_{vc} = G_a = \frac{R_L}{R_o} \cdot \frac{1}{k^n}$$

car β est infini.

Si $\alpha = \alpha_m$,

$$G_{vc} = G_m = \frac{R_L}{R_o} \left(\frac{\beta_m}{1 + k\beta_m}\right)^n.$$

On trouve :

$$\frac{G_a}{G_m} = \frac{1}{k^n} \cdot \left(\frac{1 + k \cdot \beta_m}{\beta_m}\right)^n = \left(\frac{1}{k\beta_m} + 1\right)^n.$$

4. Pour $n = 1$,

$$G_a = \frac{1}{k} = 64 \qquad \text{donc} \qquad k = \frac{1}{64}$$

et :

$$G_m = \frac{40}{1 + \frac{40}{64}} = 25{,}6 \qquad \text{ou} \qquad 25 \text{ environ}$$

ce qui entraîne :

$$\frac{G_a}{G_m} = \frac{64}{25} = 2{,}6 \text{ environ.}$$

Pour $n = 2$, on doit avoir :

$$64 = \left(\frac{1}{k}\right)^2 \qquad \text{soit} \qquad k = \frac{1}{8},$$

d'où il résulte :

$$\frac{G_a}{G_m} = \left(1 + \frac{8}{40}\right)^2 = (1{,}2)^2 = 1{,}44$$

et :

$$G_m = \frac{64}{1{,}44} \qquad \text{soit} \qquad 44 \text{ environ.}$$

Pour $n = 3$, on doit avoir :

$$64 = \left(\frac{1}{k}\right)^3 \qquad \text{soit} \qquad k = \frac{1}{4}.$$

d'où il résulte :

$$\frac{G_a}{G_m} = \left(1 + \frac{4}{40}\right)^2 = (1{,}1)^2 = 1{,}21$$

et :

$$G_m = \frac{64}{1{,}21} \qquad \text{soit} \qquad 53 \text{ environ.}$$

Comme il fallait s'y attendre, l'écart $G_a - G_m$ devient plus faible, quand le nombre d'étages croît, et que le taux de contre-réaction peut être choisi plus élevé.

5. On revient à l'amplificateur à un seul étage et comme $R_L = R_o$, on peut écrire :

$$g_{vc} = \frac{\alpha}{1 - \alpha + \dfrac{h_{11} + R_E}{R_o}},$$

si on pose :

$$\alpha = 1 - \varepsilon \quad , \quad h_{11} = r\,(1 + \eta) \quad , \quad g_a = \frac{R_o}{r + R_E}$$

on trouve :

$$1 - \alpha + \frac{h_{11} + R_E}{R_o} = \varepsilon + \frac{r\,(1 + \eta) + R_E}{R_o} =$$

$$\frac{r + R_E}{R_o}\left(1 + \frac{\eta r + \varepsilon R_o}{r + R_E}\right) = \frac{1}{g_a} \cdot \left(1 + \frac{\eta r + \varepsilon R_o}{r + R_E}\right)$$

il s'ensuit que :

$$g_{vc} = g_a \cdot \frac{1 - \varepsilon}{1 + g_a \cdot \dfrac{\eta r + \varepsilon R_o}{R_o}} = g_a \frac{1 - \varepsilon}{1 + g_a \left[\varepsilon + \eta \cdot \dfrac{r}{R_o}\right]},$$

sachant que :

$$\frac{1}{r + R_E} = \frac{g_a}{R_o}.$$

Si R_o est élevé, $\eta \dfrac{r}{R_o}$ est négligeable et par suite :

$$g_{vc} = g_a \cdot \frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon \cdot g_a}.$$

Avec :

$$\alpha_m = 0{,}975 \quad , \quad \varepsilon = 0{,}025 \quad , \quad \varepsilon \cdot g_a = 1{,}6$$

$$g_{vc} = 64 \cdot \frac{0{,}975}{2{,}6} = 24 \text{ environ.}$$

Dans le cas où $\eta = 0$, on a :

$$\frac{g_a - g_{vc}}{g_{vc}} = \frac{1 + \varepsilon \cdot g_a}{1 - \varepsilon} - 1 = \frac{\varepsilon \cdot (1 + g_a)}{1 - \varepsilon}.$$

Si par contre $\eta \neq 0$, on trouve :

$$\frac{g_a - g_{vc}}{g_{vc}} = \frac{\varepsilon + g_a \left(\varepsilon + \dfrac{\eta}{\varepsilon} \cdot \dfrac{r}{R_o}\right)}{1 - \varepsilon} = \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon}(1 + g_a) + \frac{\eta}{1 - \varepsilon} g_a \cdot \frac{r}{R_o}.$$

6. Pour n étages identiques on sait que :

$$\frac{G_a}{G_m} - 1 = \left(\frac{1}{k\beta_m} + 1\right)^n - 1.$$

La reproductivité ne dépend donc que du produit $k\beta_m$, k étant supposé constant quel que soit α.

S'il n'en est pas ainsi, il faut reprendre le calcul de $\dfrac{G_a}{G_m}$.

$$G_a = \left(\frac{1}{k_m}\right)^n \qquad \text{et} \qquad G_m = \left(\frac{\beta_m}{1 + k_M \cdot \beta_m}\right)^n$$

$$\frac{G_a}{G_m} - 1 = \left(\frac{1 + k_M \cdot \beta_m}{k_m \beta_m}\right)^n - 1$$

soit :

$$\frac{G_a - G_m}{G_m} = \left(\frac{k_M}{k_m}\right)^n \cdot \left(1 + \frac{1}{k_M \cdot \beta_m}\right)^n - 1.$$

Si $n = 1$.

$$\frac{G_a - G_m}{G_m} = \frac{k_M}{k_m} \cdot \left(1 + \frac{1}{k_M \cdot \beta_m}\right) - 1,$$

soit :

$$\frac{k_M}{k_m} + \frac{1}{k_m \beta_m} - 1,$$

avec :

$$G_a = \frac{1}{k_m} = \frac{R_o}{r + R_E},$$

et :

$$\beta_m = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{1 - \varepsilon}{\varepsilon},$$

donc :

$$\frac{G_a - G_m}{G_m} = G_a \cdot k_M + G_a \cdot \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} - 1.$$

Or :

$$k_M = \frac{h_{11} + R_E}{\alpha R_o} = \frac{r(1 + \eta) + R_E}{(1 - \varepsilon) R_o} = \frac{1}{1 - \varepsilon}\left[\frac{r + R_E}{R_o} + \eta \frac{r}{R_o}\right]$$

donc :

$$\frac{G_a - G_m}{G_m} = G_a \cdot \frac{1}{1 - \varepsilon} \cdot \left(\frac{1}{G_a} + \eta \frac{r}{R_o}\right) + G_a \cdot \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} - 1 =$$

$$= \frac{1}{1 - \varepsilon} - 1 + \frac{\eta}{1 - \varepsilon} \cdot G_a \cdot \frac{r}{R_o} + G_a \cdot \frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon}$$

soit en définitive :

$$\frac{\varepsilon}{1 - \varepsilon} \cdot (1 + G_a) + \frac{\eta}{1 - \varepsilon} \cdot G_a \cdot \frac{r}{R_o}.$$

On retrouve bien les résultats du paragraphe précédent où dans le cas d'un étage on avait posé :

$G_a = g_a$, par contre G_m est la valeur minimum de g_{vc}.

d) Solution du quatrième problème

1. Le schéma de l'amplificateur différentiel est donné figure IV-5. Pour simplifier les notations on désignera par i_1 et i_2, les courants émetteurs i_{E1} et i_{E2}. En considérant respectivement la branche contenant Q_1 puis celle contenant Q_2 on peut écrire :

$$e_1 = [R_{o1}(1 - \alpha_1) + h_1] \cdot i_1 + R_E(i_1 + i_2)$$

$$e_2 = [R_{o2}(1 - \alpha_2) + h_2] \cdot i_2 + R_E(i_1 + i_2)$$

soit encore :

$$e_1 = r_{o1} \cdot i_1 + R_E \cdot (i_1 + i_2),$$

$$e_2 = r_{o2} \cdot i_2 + R_E \cdot (i_1 + i_2).$$

Après introduction des conductances :

$$g_{o1} = \frac{1}{r_{o1}} \qquad \text{et} \qquad g_{o2} = \frac{1}{r_{o2}}$$

il vient :

$$e_1 \cdot g_{o1} = i_1 + g_{o1} \cdot R_E \cdot (i_1 + i_2),$$

$$e_2 \cdot g_{o2} = i_2 + g_{o2} \cdot R_E \cdot (i_1 + i_2),$$

et après addition membre à membre :

$$e_1 g_{o1} + e_2 g_{o2} = [1 + R_E (g_{o1} + g_{o2})] (i_1 + i_2)$$

soit :

$$i_1 + i_2 = \frac{e_1 \cdot g_{o1} + e_2 \cdot g_{o2}}{1 + R_E (g_{o1} + g_{o2})}.$$

On peut alors en déduire i_1 et i_2 :

$$i_1 = e_1 \cdot g_{o1} - g_{o1} \cdot R_E \cdot \frac{e_1 \cdot g_{o1} + e_2 \cdot g_{o2}}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})},$$

ou :

$$i_1 = \frac{g_{o1} \cdot e_1 + R_E \cdot g_{o1} \cdot g_{o2} (e_1 - e_2)}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})}.$$

De la même manière on évalue i_2, d'où :

$$i_2 = \frac{g_{o2} \cdot e_2 + R_E \cdot g_{o1} \cdot g_{o2} (e_2 - e_1)}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})}.$$

On sait que :

$$i_{c1} = \alpha_1 i_1 \qquad \text{et} \qquad i_{c2} = \alpha_2 i_2,$$

par suite :

$$i_{c1} = S_1 \cdot e_1 + S_{12} \cdot (e_1 - e_2),$$

$$i_{c2} = S_2 \cdot e_2 + S_{21} \cdot (e_2 - e_1),$$

avec :

$$S_1 = \frac{\alpha_1 \cdot g_{o1}}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})},$$

$$S_{12} = \frac{\alpha_1 \cdot R_E \cdot g_{o1} \cdot g_{o2}}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})} = R_E \cdot g_{o2} \cdot S_1,$$

$$S_2 = \frac{\alpha_2 \cdot g_{o2}}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})},$$

$$S_{21} = \frac{\alpha_2 \cdot R_E \cdot g_{o1} \cdot g_{o2}}{1 + R_E \cdot (g_{o1} + g_{o2})} = R_E \cdot g_{o1} \cdot S_2.$$

2. Posons :

$$e_1 = E + \Delta E \quad , \quad e_2 = E$$

il vient :

$$i_{c1} = S_1 \cdot (E + \Delta E) + S_{12} \cdot \Delta E,$$

$$i_{c2} = S_2 \cdot E - S_{21} \cdot \Delta E.$$

soit :

$$i_{c1} - i_{c2} = (S_1 + S_{12} + S_{21})\,\Delta E + (S_1 - S_2) \cdot E$$

ou après avoir posé :

$$S_1 + S_{12} + S_{21} = S,$$

$$i_{c1} - i_{c2} = S\left[\Delta E + \frac{S_1 - S_2}{S} \cdot E\right]$$

Si le montage est symétrique,

$$i_{c1} - i_{c2} = S \cdot \Delta E$$

puisque $S_1 = S_2$.

En cas de non-symétrie, on trouve :

$$i_{c1} - i_{c2} = S\,[\Delta E + e_p]$$

avec :

$$e_p = \frac{S_1 - S_2}{S} \cdot E.$$

En remarquant que :

$$S_2 = \frac{\alpha_2\, g_{o2}}{\alpha_1\, g_{o1}} \cdot S_1$$

$$S_{12} = R_E \cdot g_{o2} \cdot S_1$$

$$S_{21} = R_E \cdot g_{o1} \cdot \frac{\alpha_2\, g_{o2}}{\alpha_1\, g_{o1}} \cdot S_1,$$

on trouve :

$$e_p = \frac{\alpha_1 g_{o1} - \alpha_2 g_{o2}}{\alpha_1 g_{o1} + R_E g_{o1} g_{o2} (\alpha_1 + \alpha_2)} . E.$$

3. On trouve :

$$r_{o1} = 2000 . 0{,}01 + 30 = 50 \text{ ohms}$$

$$r_{o2} = 2000 . 0{,}02 + 40 = 80 \text{ ohms}$$

$$g_{o1} = 0{,}02 \text{ } mho \quad , \quad g_{o2} = 0{,}0125 \text{ } mho$$

$$1 + R_E (g_{o1} + g_{o2}) = 1 + 2000 \times 0{,}0325 = 66$$

$$S_1 = 0{,}99 . \frac{0{,}02}{66} = 3 . 10^{-4} \text{ } mho$$

$$S_2 = 0{,}98 . \frac{0{,}0125}{66} = 1{,}86 . 10^{-4} \text{ } mho \text{ environ}$$

$$S_{12} = 0{,}99 . 0{,}02 . 0{,}0125 . \frac{2000}{66} = 7{,}5 . 10^{-3} \text{ } mho$$

$$S_{21} = 0{,}98 . 0{,}02 . 0{,}0125 . \frac{2000}{66} = 7{,}4 . 10^{-3} \text{ } mho$$

$$S = [0{,}3 + 7{,}5 + 7{,}4] 10^{-3} = 15{,}2 . 10^{-3} \text{ } mho$$

$$i_{c1} = 1{,}001 . 3 . 10^{-4} + 0{,}001 . 7{,}5 . 10^{-3} = 3{,}078 . 10^{-4} . A$$

$$i_{c2} = 1 . 1{,}86 . 10^{-4} - 0{,}001 . 7{,}5 . 10^{-3} = 1{,}785 . 10^{-4} . A$$

Si bien que :

$$i_{c1} - i_{c2} = 1{,}295 . 10^{-4} A \quad \text{soit} \quad 0{,}13 \text{ } mA \text{ environ.}$$

Par un autre procédé on trouverait :

$$S . \Delta E = 15{,}2 . 10^{-3} . 10^{-3} A = 0{,}015 \text{ } mA$$

$$(S_1 - S_2) E = 1{,}14 . 10^{-4} . 1 = 0{,}114 \text{ } mA$$

$$(S_1 - S_2) . E + S . \Delta E = 0{,}129 \text{ } mA$$

soit 0,13 *m*A environ comme plus haut.

Le signal parasite est égal à :

$$\frac{S_1 - S_2}{S} . E = \frac{1{,}14 . 10^{-4}}{15{,}2 . 10^{-3}} . 1 = 7{,}5 \text{ } mV \text{ environ.}$$

e_p est donc nettement plus élevé que le signal utile ΔE fixé à 1 *m*V.

CHAPITRE V

MONTAGES AMPLIFICATEURS BASSE FRÉQUENCE

§ 1 – CARACTÉRISTIQUES PRINCIPALES

1. – Association des montages amplificateurs

Au cours du chapitre IV, nous avons vu que le montage émetteur-commun était caractérisé par une pente composite stable, et le montage émetteur-commun à contre-réaction de tension, était caractérisé par une transrésistance stable. Ces propriétés complémentaires s'associent tout naturellement pour la construction des amplificateurs de gain en tension ou de gain en courant stable.

Une qualité primordiale d'une structure amplificatrice, c'est de s'associer aisément à une structure analogue ou à une structure complémentaire, sans que les propriétés amplificatrices soient affectées ou la reproductivité détériorée, bien au contraire.

Dans ces conditions un bon amplificateur de tension est celui dont l'impédance d'entrée est élevée et l'impédance de sortie faible. Au contraire un excellent amplificateur de courant est celui dont l'impédance d'entrée est faible, et l'impédance de sortie élevée.

Pour simplifier le langage, on désignera par montages A, B, et C les montages à émetteur-commun, à collecteur commun, et à contre-réaction de tension, comme cela est indiqué sur les figures V-1,*a*, *b* et *c*.

Une structure amplificatrice, sera obtenue en réalisant les associations suivantes :

A — A, A — B, A — C si on recherche l'amplification de tension.

C — A, si on recherche l'amplification de courant.

Les performances sont données, en supposant la charge optimum, et présentant une valeur donnant le gain maximum.

De ce fait ;

le gain en courant composite g_{Ic} d'une structure sera donné en supposant la charge nulle,

et le gain en tension composite g_{vc}, sera donnée en supposant la charge infinie.

Si on connaît la résistance de sortie d'une structure amplificatrice, il suffit

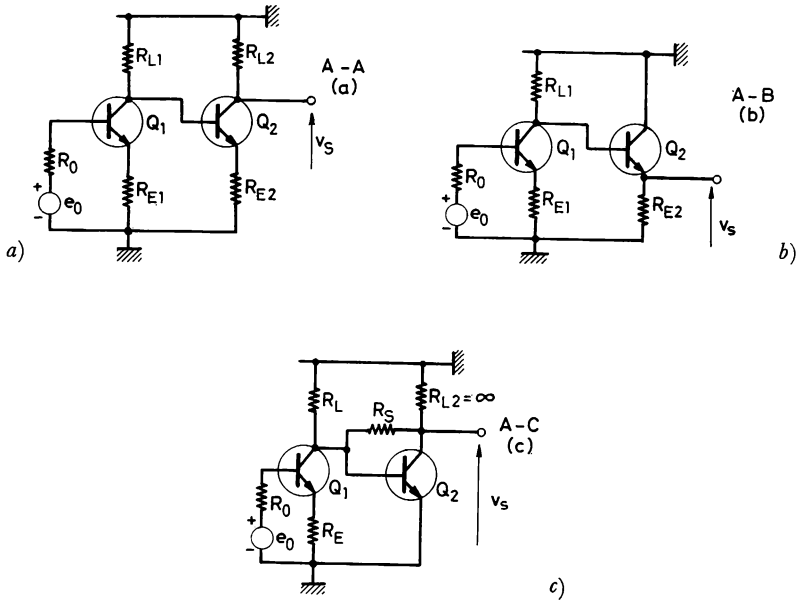


FIG. V-1.

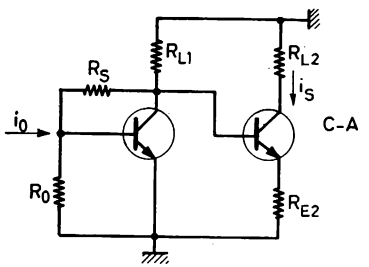


FIG. V-2.

d'en tenir compte pour évaluer les performances de la structure qui suit.

Pour obtenir les performances globales, il suffira d'effectuer les produits des gains composites, purement et simplement.

Si les gains composites défendent très peu des résistances de source, cela signifie que l'ensemble constitué de plusieurs de ces structures, sera parfaitement reproductible.

Dans le tableau ci-après sont indiquées les performances principales.

Montage	*Paramètres de transfert*	*Impédance de sortie*
A - A V - 1 (*a*)	$G_{vc} = \frac{\alpha_1 \cdot R_{L1}}{r_{o1} + R_{E1}} \cdot \frac{\alpha_2 \cdot R_{L2}}{r_{o2} + R_{E2}}$ avec $r_{o1} = h_1 + R_o (1 - \alpha_1)$ $r_{o2} = h_2 + R_{L1} (1 - \alpha_2)$	$R_{oS} = R_{L2}$
A - B V - 1 (*b*)	$G_{vc} = \frac{\alpha_1 R_{L1}}{r_{o1} + R_{E1}}$ avec $r_{o1} = h_1 + R_o (1 - \alpha_1)$	$R_{oS} = h_2 + R_{L1} (1 - \alpha_2)$
A - C V - 1 (*c*)	$G_{vc} = S_c \cdot \rho_{Sc} = \frac{\alpha_1}{r_{o1} + R_E} \cdot \frac{\alpha_2 \cdot R_S}{1 + h_2 (G_L + G_S)}$ avec $r_{o1} = R_o (1 - \alpha_1) + h_1$ $G_L = \frac{1}{R_L}$, $G_S = \frac{1}{R_S}$	$R_{oS} = R_S (1 - \alpha_2) + h_2$ avec R_{L2} grand
C - A V - 2	$G_{Ic} = \rho_{Sc} \cdot S_c = \frac{\alpha_1 \cdot R_s}{1 + h_1 (G_o + G_S)} \cdot \frac{\alpha_2}{r_{o2} + R_{E2}}$ avec $r_{o2} = (1 - \alpha_2) R_{o1} + h_2$ $G_o = \frac{1}{R_o}$, $G_S = \frac{1}{R_S}$	$R_{oS} = R_{L2}$ avec R_{L1} grand $R_{o1} = (1 - \alpha_1) R_S + h_1$

On a désigné par α_1 et α_2 les gains α_o du premier et du second étage.

De même, h_1 et h_2 représentent les impédances h_{11} et h_{22} du premier et du second transistor.

2. – *Association avec contre-réaction*

Les montages des figures V-3 et V-4, (p. 214), donnent des associations de 2 émetteurs communs avec une contre-réaction de tension dans un cas (fig. V-3), et une contre-réaction de courant dans l'autre (fig. V-4).

On pourra désigner le premier montage par A — A_I et le deuxième par A — A_V.

En se plaçant dans certaines conditions idéales ($\alpha_1 = \alpha_2 = 1$), et en

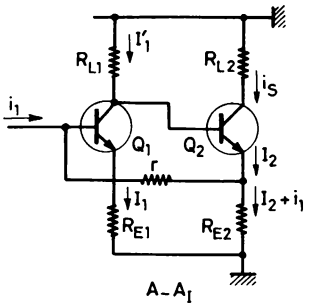


FIG. V-3.

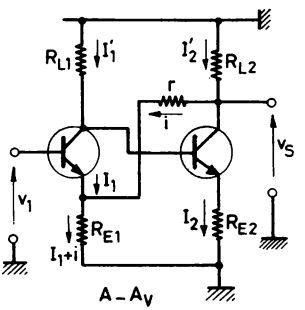


FIG. V-4.

admettant certaines hypothèses simplificatrices raisonnables, les performances des 2 montages sont données dans le tableau ci-après.

Montage	*Transfert*	*Observations*
A - A_I	$G_I = \dfrac{i_S}{i_1} = -\dfrac{r + R_{E2}}{R_{E2}}$	Impédance d'entrée très faible
A - A_V	$G_V = \dfrac{v_S}{v_1} = \dfrac{r + R_{E1}}{R_{E1}}$	Impédance d'entrée très élevée

§ 2 – EXERCICES COMMENTÉS

1. – ***Montage A-A*** (fig. V-1,*a*)

ÉNONCÉ

1. Dans le cas où les gains α_1 et α_2 sont égaux à l'unité, quelle serait le gain en tension composite G_{VC} du montage A — A.

2. On suppose que pour les transistors employés:

$$30 < h_{11} < 50 \text{ ohms}$$

$$0{,}98 < \alpha < 0{,}99.$$

On donne:

$$R_{E1} = R_{E2} = 0{,}2 \text{ K}$$

$$R_o = R_{L1} = R_{L2} = 2{,}2 \text{ K}.$$

Évaluer la valeur minimum et la valeur maximum de G_{vc}.

SOLUTION

1. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, on trouve :

$$r_{o1} = h_1 \text{ impédance } h_{11} \text{ de } Q_1$$

$$r_{o2} = h_2 \text{ impédance } h_{11} \text{ de } Q_2$$

d'où :

$$G_{vc} = \frac{R_{L1} \cdot R_{L2}}{(h_1 + R_{E1})(h_2 + R_{E2})}.$$

L'impédance de sortie reste égale à R_{L2}.

2. Pour chaque étage, nous allons évaluer les valeurs limites de

$$\frac{\alpha R_L}{r_o + R_E}.$$

Pour le transistor le meilleur :

$$\alpha = 0{,}99 \quad , \quad h_{11} = 30 \text{ ohms},$$

on trouve :

$$r_o = 30 + (1 - 0{,}99)(2200) = 52 \text{ ohms},$$

$$R_E + r_o = 252 \text{ ohms},$$

$$g_{VM} = \frac{0{,}99 \cdot 2200}{252} = 8{,}7.$$

Avec le transistor le plus mauvais :

$$\alpha = 0{,}98 \quad , \quad h_{11} = 50 \text{ ohms},$$

on trouve :

$$r_o = 50 + (1 - 0{,}98)(2200) = 94 \text{ ohms},$$

$$R_E + r_o = 294 \text{ ohms},$$

$$g_{Vm} = \frac{0{,}98 \cdot 2200}{294} = 7{,}4.$$

En conséquence les valeurs limites sont données par :

$$G_{VCM} = 8{,}7 \times 8{,}7 = 76,$$

$$G_{VCm} = 7{,}4 \times 7{,}4 = 54.$$

2. – ***Montage A-B*** (fig. V-1,*b*)

Énoncé

1. Dans le cas où les gains α_1 *et* α_2 *sont égaux à l'unité, quel est le gain en tension composite* G_{VC} *du montage A — B, et quelle est son impédance de sortie.*

2. On donne:

$$R_o = 100 \text{ ohms} \quad , \quad R_{E1} = 0{,}2 \text{ K} \quad , \quad R_{L1} = 2{,}2 \text{ K} ;$$

pour les transistors on a:

$$0{,}98 < \alpha < 0{,}99$$

$$30 < h_{11} < 50 \text{ ohms.}$$

Donner les valeurs limites du gain en tension, et de l'impédance de sortie

Solution

1. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, on a :

$$G_{VC} = \frac{R_{L1}}{h_1 + R_{E1}} \quad , \quad R_{oS} = h_2.$$

2. Avec les transistors les meilleurs :

$$r_{o1} = 30 + (1 - 0{,}99)\ 100 = 31 \text{ ohms},$$

$$G_{VC} = \frac{0{,}99 \cdot 2000}{31 + 200} = 8{,}6,$$

$$R_{oS} = 30 + (1 - 0{,}99) \cdot 2200 = 52 \text{ ohms}.$$

avec les transistors les moins bons :

$$r_{o1} = 50 + (1 - 0{,}98)\ 100 = 52 \text{ ohms},$$

$$G_{VC} = \frac{0{,}98 \cdot 2000}{52 + 200} = 7{,}8,$$

$$R_{oS} = 50 + (1 - 0{,}98) \cdot 2200 = 94 \text{ ohms}.$$

En résumé :

$$7{,}8 < G_{VC} < 8{,}6 \quad , \quad 52 < R_{oS} < 94 \text{ ohms}.$$

3. – ***Montage A-C*** (fig. V-1,*c*)

Énoncé

1. Dans le montage de la figure V-1,c, type A-C, quel serait le gain en tension si les 2 transistors Q_1 *et* Q_2 *présentaient des gains* α_1 *et* α_2 *égaux à 1.*

2. On donne:

$$R_L = 2\,K \quad , \quad R_S = 2\,K \quad , \quad R_E = 0{,}2\,K \quad , \quad R_o = 100 \text{ ohms.}$$

Quelles sont les valeurs limites de g_{vc} *et* R_{oS} *pour:*

$$0{,}98 < \alpha < 0{,}99 \qquad \textit{et} \qquad 30 < h_{11} < 50 \text{ ohms?}$$

SOLUTION

1. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, on obtient :

$$G_{VC} = \frac{R_S}{(h_1 + R_E)\,[1 + h_2\,(G_L + G_S)]}$$

et :

$$R_{oS} = h_2.$$

2. Avec le transistor le meilleur on obtient :

$$r_{o1} = 100\,(1 - 0{,}99) + 30 = 31 \text{ ohms},$$

$$h_2\,(G_L + G_S) = 0{,}03,$$

et par suite :

$$G_{VC} = \frac{0{,}99}{231} \cdot \frac{0{,}99\,.\,(2000)}{1{,}03} = 8{,}3,$$

$$R_{oS} = 30 + 2000\,(0{,}01) = 50 \text{ ohms}.$$

Avec le transistor le moins bon on obtient :

$$r_{o1} = 100\,(1 - 0{,}98) + 50 = 52 \text{ ohms}$$

$$h_2\,.\,(G_L + G_S) = 0{,}05,$$

et par suite :

$$G_{VC} = \frac{0{,}98}{252} \cdot \frac{0{,}98\,.\,(2000)}{1{,}05} = 7{,}4,$$

$$R_{oS} = 50 + 2000\,.\,(0{,}02) = 90 \text{ ohms}.$$

*4. – **Montage C-A*** (fig. V-2)

ÉNONCÉ

1. Dans le montage de la figure V-2 quel serait le gain en courant composite G_{Ic} *si on avait* $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ *? Quelle valeur prendrait* G_{Ic} *si en outre* r_{o2} *était négligeable devant* R_{E2} *et* $h_1\,(G_o + G_S)$ *devant 1.*

2. Valeurs limites du gain en courant G_{Ic}, si:

$$R_o = R_S = R_L = 5000 \text{ ohms},$$

$$R_{E2} = 0{,}22 \text{ K},$$

avec:

$$30 < h_{11} < 40 \text{ ohms},$$

$$0{,}98 < \alpha < 0{,}99.$$

SOLUTION

1. Si :

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1 \quad , \quad r_{o2} = h_2$$

et par suite :

$$G_{Ic} = \frac{R_S}{[1 + h_1 . (G_o + G_S)] (h_2 + R_{E2})} .$$

Si en outre $h_1 (G_o + G_S)$ est négligeable devant 1, et h_2 devant R_{E2}, G_{Ic} devient :

$$\frac{R_S}{R_{E2}} .$$

2. Avec le transistor le meilleur :

$$r_{o2} = 30 + 5000 (0{,}01)^2 \simeq 30 \text{ ohms}$$

$$h_1 (G_o + G_S) = 30 . \frac{2}{5} 10^{-3} = 0{,}012$$

$$G_{Ic} = \frac{0{,}99 . 5000}{1{,}012} . \frac{0{,}99}{250} = 19{,}4$$

Avec le transistor le moins bon :

$$r_{o1} = 40 + 5000 (0{,}02)^2 \simeq 42 \text{ ohms}$$

$$h_1 (G_o + G_S) = 40 . \frac{2}{5} 10^{-3} = 0{,}016$$

$$G_{Ic} = \frac{0{,}98 . 5000}{1{,}016} . \frac{0{,}98}{262} = 18{,}7.$$

5. – *Comparaison montage A-B et A-C*

Énoncé

On se propose de comparer les mérites des montages amplificateurs A-B et A-C. On suppose que ces structures sont utilisées de manière itérative dans un amplificateur; si bien que l'impédance de sortie R_{os} se confond avec R_o dans l'expression du gain en tension. Tous les transistors sont identiques et présentent un gain α identique. On pose $\varepsilon = 1 - \alpha$. On s'intéresse uniquement aux dispersions de α. Dans ces conditions on simplifiera les notations et on écrira pour le montage A-B:

$$G_{vc} = \frac{\alpha R_L}{r_o + R_E}$$

avec:

$$R_o = h + R_L (1 - \alpha) = R_{oS}$$

et:

$$r_o = h + R_o (1 - \alpha)$$

et pour le montage A-C:

$$G_{vc} = \frac{\alpha^2 . R_S}{r_o + R_E} \cdot \frac{1}{1 + h (G_L + G_S)}$$

avec:

$$R_o = R_{oS} = h + R_S (1 - \alpha) \quad , \quad r_o = R_o (1 - \alpha) + h.$$

1. Expression du gain asymptotique G_a pour le montage A-B avec $\alpha = 1$, et pour le montage A-C avec $\alpha = 1$ et $h (G_L + G_S)$ négligeable devant 1.

2. On pose $\alpha = 1 - \varepsilon$. Que deviennent les expressions de G_{vc} dans les 2 montages quand on introduit ε et G_a.

3. Quel est à votre avis le montage le plus avantageux, à gain G_a et rapport $\frac{h}{R_E + h}$ identiques. On pourra éventuellement négliger $h (G_L + G_S)$ devant 1.

Applications numériques: Comparer les valeurs $\frac{G_{vc}}{G_a}$ avec les données suivantes:

$R_L = R_S = 2.000$ ohms.

$h = 40$ ohms.

$R_E = 160$ ohms.

$\alpha \geqslant 0{,}98 \quad , \quad \varepsilon = 0{,}02.$

SOLUTION

1. On obtient :
pour le montage A-B :

$$G_a = \frac{R_L}{h + R_E},$$

et pour le montage A-C :

$$G_a = \frac{R_S}{h + R_E},$$

puisque :

$$h\,(G_L + G_S) = 0.$$

2. On pose $\varepsilon = 1 - \alpha$.
Considérons d'abord le montage A-B :

$$G_{vc} = \frac{(1 - \varepsilon)\,R_L}{h + R_o\,(1 - \alpha) + R_E} \qquad \text{or} \qquad R_o = h + R_L\,(1 - \alpha),$$

$$G_{vc} = \frac{(1 - \varepsilon)\,R_L}{h + \varepsilon\,.\,(h + \varepsilon R_L) + R_E} = \frac{R_L}{h + R_E} \cdot \frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon\,.\,\dfrac{h + \varepsilon R_L}{h + R_E}},$$

$$G_{vc} = G_a \cdot \frac{1 - \varepsilon}{1 + \varepsilon\left(\varepsilon\,.\,G_a + \dfrac{h}{h + R_E}\right)}.$$

Procédons de la même manière pour le montage A-C :

$$G_{vc} = \frac{(1 - \varepsilon)^2}{1 + h\,(G_L + G_S)} \cdot \frac{R_S}{R_E + h + R_o\,.\,\varepsilon},$$

or :

$$R_o = h + \varepsilon\,.\,R_S,$$

donc :

$$G_{vc} = \frac{R_S}{1 + h\,(G_L + G_S)} \cdot \frac{(1 - \varepsilon)^2}{R_E + h + \varepsilon\,.\,(h + \varepsilon\,.\,R_S)},$$

soit :

$$G_{vc} = \frac{R_S}{R_E + h} \cdot \frac{1}{1 + h\,(G_L + G_S)} \cdot \frac{(1 - \varepsilon)^2}{1 + \varepsilon\left(\dfrac{h}{R_E + h} + \varepsilon\,\dfrac{R_S}{R_E + h}\right)},$$

ou encore :

$$G_{vc} = G_a \cdot \frac{1}{1 + h\,(G_L + G_S)} \cdot \frac{(1 - \varepsilon)^2}{1 + \varepsilon\left(\dfrac{h}{R_E + h} + \varepsilon\,G_a\right)}.$$

3. Dans les 2 cas on retrouve au second membre le groupement :

$$\frac{G_a \,.\, (1 - \varepsilon)}{1 + \varepsilon \,.\, \left(\varepsilon\, G_a + \dfrac{h}{h + R_E}\right)}.$$

Appelons G_1 le gain G_{VC} du montage A-B, et G_2 celui du montage A-C.

Si G_a, $\dfrac{h}{h + R_E}$ et ε sont identiques dans les 2 cas, on trouve :

$$\frac{G_1}{G_2} = \frac{1 + h\,(G_L + G_S)}{1 - \varepsilon},$$

et manifestement $G_1 > G_2$.

En d'autres termes G_1 sera plus près que G_2 du gain asymptotique G_a, et le premier montage présente donc une meilleure reproductivité :

Applications numériques:

$$G_a = \frac{2000}{160 + 40} = 10,$$

$$\frac{h}{h + R_E} = \frac{40}{200} = 0{,}2,$$

$$\varepsilon \,.\, G_a + \frac{h}{h + R_E} = 0{,}02 \,.\, 10 + 0{,}2 = 0{,}4,$$

$$1 + \varepsilon \left(\varepsilon G_a + \frac{h}{h + R_E}\right) = 1 + 0{,}02 \,.\, 0{,}4 = 1{,}008.$$

Pour le montage A-B on a :

$$\frac{G_{vc}}{G_a} = \frac{0{,}98}{1{,}008} = 0{,}97.$$

Pour le montage A-C on a :

$$\frac{G_{vc}}{G_a} = \frac{1}{1 + h\,(G_L + G_S)} \,.\, 0{,}98 \,.\, 0{,}97,$$

$$1 + h\,(G_L + G_S) = 1 + 40 \,.\, 10^{-3} = 1{,}04,$$

$$\frac{G_{vc}}{G_a} = \frac{0{,}98 \,.\, 0{,}97}{1{,}04} = 0{,}91.$$

Même si on avait négligé $h\,(G_L + G_S)$ devant 1, on aura trouvé un écart sensible en faveur du premier montage.

6. - *Montage A-A*$_I$ (fig. V-3)

Énoncé

Le montage de la figure V-3 est un amplificateur de courant. On suppose que $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ *pour les 2 transistors.*

1. Évaluer le gain en courant g_I*, et démontrer qu'il est égal à:*

$$g_I = \frac{i_S}{i_1} = -\frac{r + R_{E2}}{R_{E2}}$$

si R_{L1} *est grand, et les* h_{11} *petits.*

2. Évaluer l'impédance d'entrée R_i*. Montrer qu'elle peut s'exprimer d'une manière simple en introduisant le gain en tension:*

$$g_V = \frac{R_{L1}}{R_{E1} + h_1},$$

h_1 *étant l'impédance* h_{11} *du premier transistor.*

3. Application numérique: Calculer g_I *et* R_i *avec:*

$$R_{E1} = 200 \text{ ohms}, \qquad h_1 = 20 \text{ ohms},$$

$$R_{L1} = 2200 \text{ ohms}, \qquad R_{E2} = 200 \text{ ohms},$$

$$r = 1800 \text{ ohms}.$$

Solution

1. Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, on a sur la figure V-3 :

$$I_1' = I_1 \qquad \text{et} \qquad i_S = I_2.$$

On peut écrire en négligeant h_1 :

$$R_{E2} \cdot (I_2 + i_1) = -R_{L1} \cdot I_1$$

$$R_{E1} \cdot I_1 = r \cdot i_1 + R_{E2}(I_2 + i_1)$$

On en déduit :

$$I_1 = \frac{r}{R_{E1} + R_{L1}} \cdot i_1,$$

$$R_{E2} \cdot I_2 = -R_{L1} \cdot I_1 - R_{E2} \cdot i_1,$$

$$R_{E2} \cdot I_2 = -R_{L1} \cdot \frac{r}{R_{E1} + R_{L1}} \cdot i_1 - R_{E2} \cdot i_1,$$

soit :

$$\frac{i_S}{i_1} = \frac{I_2}{i_1} = -\frac{1}{R_{E2}} \cdot \left[R_{E2} + \frac{r \cdot R_{L1}}{R_{E1} + R_{L1}}\right],$$

Si R_{L1} est très grand :

$$\frac{r \cdot R_{L1}}{R_{E1} + R_{L1}} = r$$

et on trouve bien :

$$g_I = \frac{i_S}{i_1} = -\frac{R_{E2} + r}{R_{E2}}.$$

Si on tient compte du h_{11} du transistor Q_1, il suffit de remplacer dans ces formules R_{E1} par $h_1 + R_{E1}$.

En ne considérant pas R_{L1} très grand et en introduisant le gain en tension g_v en boucle ouverte du premier étage, on a :

$$g_V = \frac{R_{L1}}{R_{E1} + h_1} \qquad \text{ou} \qquad \frac{R_{L1}}{R_{E1}}$$

si h_1 est négligé, et g_I devient :

$$g_I = \frac{i_S}{i_1} = -\frac{1}{R_{E2}} \cdot \left[R_{E2} + r \cdot \frac{g_V}{1 + g_V}\right].$$

2. Considérons d'abord le cas où g_v est très grand, ainsi par conséquent que R_{L1}. On a :

$$R_i = \frac{v_1}{i_1} = \frac{r \cdot i_1 + R_{E2}(I_2 + i_1)}{i_1},$$

$$R_i = r + R_{E2} + R_{E2} \cdot \left(\frac{I_2}{i_1}\right),$$

or :

$$\frac{I_2}{i_1} = \frac{i_S}{i_1} = g_I = -\frac{R_{E2} + r}{R_{E2}},$$

par conséquent :

$$R_i = (r + R_{E2}) - (r + R_{E2}) = 0.$$

Si g_v présente une valeur finie :

$$R_i = r + R_{E2} + R_{E2} \cdot -\frac{1}{R_{E2}}\left(R_{E2} + r \cdot \frac{g_V}{1 + g_V}\right)$$

$$R_i = r \cdot \left(1 - \frac{g_V}{1 + g_V}\right) = \frac{r}{1 + g_V}.$$

L'impédance d'entrée est donc égale à peu près à r divisé par le gain en tension en boucle ouverte.

On peut, par suite, réduire R_i, en augmentant ce gain g_v.

3. *Applications numériques:*

$$g_V = \frac{2.200}{200 + 20} = 10$$

$$R_{E2} + r \cdot \frac{g_V}{1 + g_V} = 200 + 1800 \cdot \frac{10}{11},$$

soit $1640 + 200 = 1840$,

$$g_I = \cdot - \frac{1840}{200} = -9{,}2.$$

Calculons l'impédance d'entrée.

$$R_i = \frac{1800}{11} = 164 \text{ ohms.}$$

Commentaires

On trouve de nombreux circuits intégrés amplificateurs, dont le schéma est voisin de celui de la figure V-3. Il présente une commodité intéressante en ce qui concerne les conditions de polarisation.

Il est en effet possible en choisissant correctement les résistances, d'obtenir à la fois, les courants de polarisation désirés pour Q_1 et Q_2, et le gain en courant recherché du point de vue dynamique.

Mais l'impédance d'entrée faible, peut être plutôt un inconvénient sérieux qui limite l'emploi de ce circuit.

7. – *Montage A-A*$_V$ (fig. V-4)

Énoncé

Dans le montage A-A_V de la figure V-4 on suppose que les gains α des 2 transistors sont égaux à un.

1. En négligeant les impédances propres h_{11} devant les résistances R_{E1} et R_{E2}, évaluer le gain en tension

$$g_V = \frac{v_S}{v_1}.$$

Que devient ce gain en tension, si R_{L1} est très grand.

2. Application numérique:

$$r = 1800 \text{ ohms}, \quad R_{E2} = R_{E1} = 200 \text{ ohms},$$

$$R_{L1} = 4700 \text{ ohms}, \quad R_{L2} = 2000 \text{ ohms}.$$

3. Que pensez-vous de l'impédance d'entrée ?

Solution

1. On a :

$$I_1' = I_1 \quad , \quad I_2' = I_2 + i \quad \text{si} \quad \alpha_1 = \alpha_2 = 1.$$

On peut écrire :

$$R_{L1} \cdot I_1 + R_{E2} \cdot I_2 = 0,$$

$$R_{L2}(I_2 + i) + r \cdot i + R_{E1}(I_1 + i) = 0.$$

De plus :

$$v_1 = R_{E1} \cdot (I_1 + i),$$

$$v_S = -R_{L2} \cdot (I_2 + i).$$

On peut calculer I_1 et I_2 en fonction de i :

$$I_1 = \frac{R_{E2} \cdot (R_{L2} + R_{E1} + r)}{R_{L1} R_{L2} - R_{E1} R_{E2}} i,$$

$$I_2 = -\frac{R_{L1} \cdot (R_{L2} + R_{E1} + r)}{R_{L1} R_{L2} - R_{E1} R_{E2}} i.$$

Évaluons :

$$I_1 + i \qquad \text{et} \qquad I_2 + i.$$

Il vient :

$$I_1 + i = \frac{R_{E2} R_{L2} + R_{E2} \cdot r + R_{L1} R_{L2}}{R_{L1} R_{L2} - R_{E1} \cdot R_{E2}} i,$$

$$I_2 + i = -\frac{R_{E1} \cdot R_{L1} + R_{L1} \cdot r + R_{E1} \cdot R_{E2}}{R_{L1} R_{L2} - R_{E1} R_{E2}} i.$$

Par suite :

$$g_V = -\frac{R_{L2}(I_2 + i)}{R_{E1} \cdot (I_1 + i)} = +\frac{R_{L2}}{R_{E1}} \cdot \frac{R_{E1} R_{L1} + r \cdot R_{L1} + R_{E1} \cdot R_{E2}}{R_{E2} R_{L2} + r \cdot R_{E2} + R_{L1} R_{L2}},$$

Si R_{L1} est très grand :

$$g_V = \frac{R_{L2}}{R_{E1}} \cdot \frac{r + R_{E1}}{R_{L2}} = \frac{r + R_{E1}}{R_{E1}}.$$

Appelons :

$$\gamma_1 = \frac{R_{L1}}{R_{E2}} \quad , \quad \frac{1}{\gamma_2} = \frac{r + R_{L2}}{R_{L2}}.$$

On trouve :

$$g_V = \frac{\dfrac{R_{E1} + r}{R_{E1}} + \dfrac{1}{\gamma_1}}{1 + \dfrac{1}{\gamma_1} \cdot \dfrac{1}{\gamma_2}} = \frac{\gamma_1 \left(\dfrac{R_{E1} + r}{R_{E1}} \right) + \gamma_2}{1 + \gamma_1 \gamma_2}.$$

Bien entendu, pour R_{L1} très grand, γ_1 est important également et on retrouve bien :

$$g_V = \frac{R_{E1} + r}{R_{E1}}.$$

2. *Applications numériques:*

$$\frac{r + R_{E1}}{R_{E1}} = \frac{2000}{200} = 10,$$

$$\gamma_1 = \frac{R_{L1}}{R_{E2}} = \frac{4700}{200} = 23,5,$$

$$\gamma_2 = \frac{R_{L2}}{r + R_{L2}} = \frac{2000}{3800} = 0,52$$

$$g_V = \frac{23,5 \cdot 10 + 0,52}{1 + 12,3} = \frac{236}{13,3} = 18.$$

3. L'impédance d'entrée est infinie, car le courant d'entrée de Q_1 est nul. La contre-réaction n'ajoute donc rien de ce côté.

§ 3 – PROBLÈMES

1. – Énoncés

a) Premier problème : Amplificateur de tension (Contre-réaction d'intensité) *(fig. V-5)*

Dans un ensemble constitué de deux étages utilisant 2 transistors Q_1 et Q_2, on applique une contre-réaction de courant, en prélevant le courant de sortie en S, et en l'introduisant en un point de l'étage d'entrée E, au moyen d'une résistance ρ. *(fig. V-5).*

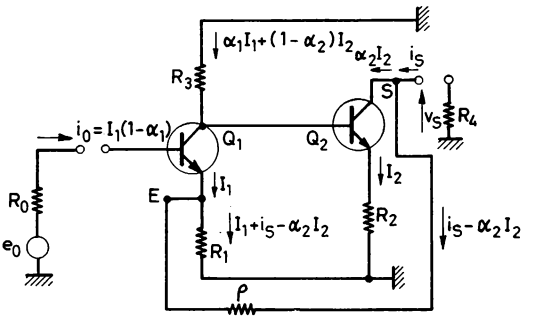


Fig. V-5.

Le gain α *et l'impédance* h_{11} *relatifs aux 2 transistors sont désignés par:*

α_1, h_1 pour Q_1 et α_2, h_2 pour Q_2.

Le générateur d'entrée est constitué de e_o et de la résistance R_o.
On introduira les résistances:

$$r_{o1} = h_1 + R_o (1 - \alpha_1) \quad \text{et} \quad r_{o2} = h_2 + R_3 (1 - \alpha_2),$$

qui ne sont autres que les résistances vues des émetteurs de Q_1 et de Q_2, ainsi que:

$$k_I = - \frac{\alpha_2 I_2}{I_1}.$$

1. Évaluer le gain composite g_c en supposant R_4 infini, ce qui revient à évaluer:

$$g_c = \frac{e_S}{e_o},$$

e_S étant la f.e.m. du générateur de tension, en considérant la sortie du réseau.
2. Évaluer la résistance de sortie R_{oS}. Comment exprimer le nouveau gain en tension:

$$g_c' = \frac{v_S}{e_o},$$

si la charge est R_4.
3. Évaluer l'impédance d'entrée R_i, en supposant R_4 très grand.
4. On peut généraliser les résultats, en supposant que des étages intermédiaires sont introduits pour augmenter le transfert en courant k_I, selon le schéma de la figure V-6.

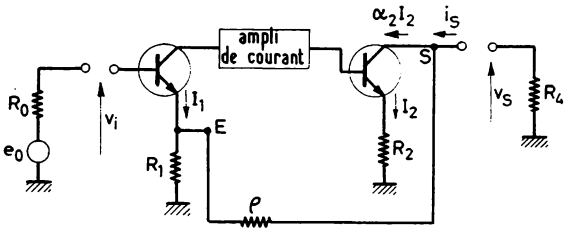


FIG. V-6.

Les formules précédentes sont valables, et la contre-réaction est de même nature, sous réserve que I_2 et I_1 soient de signes opposés comme plus haut. Quels sont les avantages de cette solution ?
5. Applications numériques:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98$$

$$h_1 = h_2 = 40 \text{ ohms}$$

$$R_3 = 5000 \text{ ohms} \quad , \quad R_2 = 340 \text{ ohms}$$

$$R_o = 3500 \text{ ohms} \quad , \quad R_1 = 100 \text{ ohms}$$

$$\rho = 1100 \text{ ohms},$$

Calculer:

k_I, g_c, R_{oS}, R_i.

6. Que deviennent les formules précédentes si k_I est grand et en ce qui concerne R_{os} si r_{o1} est très petit. Applications numériques:

Même chose qu'au paragraphe 5, sauf pour R_2 et R_3 qui ne sont pas fixés. A leur place on donne $k_I = + 1000$.

Donner g_v, R_{os}, R_i.

b) Deuxième problème : Amplificateur de courant (Contre-réaction de tension) *(fig. V-7)*

L'amplificateur étudié utilise une contre-réaction de tension au moyen d'une résistance r insérée entre une sortie S de l'émetteur de Q_2 et l'entrée E de l'amplificateur (fig. V-7)

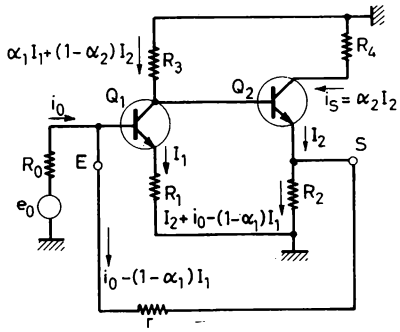


Fig. V-7.

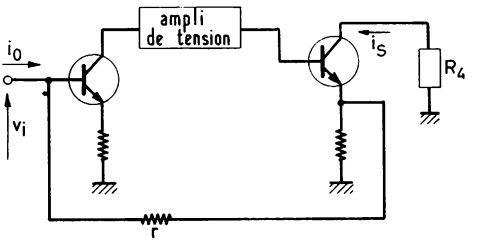


Fig. V-8.

Le gain α et l'impédance h_{11} relatifs aux 2 transistors sont désignés par α_1, h_1 pour Q_1 et α_2, h_2 pour Q_2.

On introduira les résistances;

$$r_{o1} = (1 - \alpha_1)(r + R_2) + h_1,$$

$$r_{o2} = (1 - \alpha_2) R_3 + h_2.$$

ainsi que le transfert en tension:

$$k_v' = \frac{R_3'}{R_1 + r_{o1}},$$

avec:

$$R_3' = \alpha_1 R_3 - (1 - \alpha_1) R_2.$$

1. Si:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 1 \quad , \quad k_v' = k_v.$$

Calculer le gain en courant:

$$g_I = \frac{i_S}{i_o}.$$

2. Évaluer à nouveau g_I *avec* α_2 *et* $\alpha_1 \neq 1$ *donc* $k_v' \neq k_v$.

3. Évaluer l'impédance d'entrée dans le cas où α_1 *et* α_2 *sont égaux à un, et dans le cas contraire. Comment se simplifie l'expression de l'impédance d'entrée* R_i *si* r_{o2} *est négligeable et si* r_{o1} *est voisin de* h_1.

4. On peut généraliser les résultats, en supposant que des étages intermédiaires sont introduits de manière à procurer un transfert en tension k_v *plus important selon le schéma de la figure V-8.*

Les formules établies sont valables et on conserve la contre-réaction de même nature.

Quels sont les avantages de cette solution ?

5. Applications numériques:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = 0{,}98$$

$$h_1 = h_2 = 40 \text{ ohms}$$

$$r = 700 \text{ ohms}$$

$$R_2 = 100 \text{ ohms}$$

$$R_3 = 3000 \text{ ohms}$$

$$R_1 = 237{,}8 \text{ ohms}.$$

Calculer k_v', g_I, R_i.

6. On suppose cette fois que le transfert en tension k_v' *est augmenté.*

Applications numériques:

Mêmes valeurs numériques qu'au paragraphe précédent, sauf pour R_3 *qui n'est pas fixé. On donne par ailleurs* $k_v' = + 1000$.

Donner k_v', g_I, R_i.

2. – *Solutions*

a) Premier problème

1. Les courants circulant dans les différentes branches sont indiqués figure V-5.

On peut écrire deux équations relatives à la branche ρ, R_1, et à la branche d'entrée R_o, Q_1, R_1.

$$v_S = \rho \,.\, (i_S - \alpha_2 I_2) + R_1 \,.\, (I_1 + i_S - \alpha_2 I_2),$$

$$e_o = (1 - \alpha_1)\, R_o \,.\, I_1 + h_1 I_1 + R_1 (I_1 + i_S - \alpha_2 I_2).$$

Si R_4 est infini, on obtient :

$$v_S = R_1 . I_1 - (R_1 + \rho)\, \alpha_2 I_2,$$

$$e_o = [(1 - \alpha_1) R_o + h_1 + R_1] I_1 - \alpha_2 R_1 I_2.$$

La relation entre I_2 et I_1 est trouvée en considérant la branche R_3, Q_2, R_2 :

$$\alpha_1 I_1 R_3 + (1 - \alpha_2) R_3 I_2 + R_2 I_2 + h_2 I_2 = 0$$

soit :

$$\frac{I_2}{I_1} = - \frac{\alpha_1 R_3}{(1 - \alpha_2) R_3 + R_2 + h_2} = - \frac{\alpha_1 R_3}{R_2 + r_{o2}}$$

Si on pose :

$$r_{o2} = h_2 + (1 - \alpha_2) R_3.$$

On voit que le transfert en courant k_I est égal à :

$$k_I = - \frac{\alpha_2 I_2}{I_1} = + \frac{\alpha_1 \alpha_2 R_3}{R_2 + r_{o2}}.$$

Reprenons les équations en v_S et e_o.

$$v_S = R_1 I_1 + (R_1 + \rho) . k_I . I_1,$$

puisque :

$$- \alpha_2 I_2 = k_I . I_1.$$

$$e_o = (R_1 + r_{o1}) I_1 + R_1 . k_I . I_1.$$

En divisant membre à membre :

$$g_c = \left(\frac{v_S}{e_o}\right)_{R_4 = \infty} = \frac{e_S}{e_o} = \frac{R_1 + (R_1 + \rho) . k_I}{R_1 + r_{o1} + R_1 . k_I}.$$

2. Pour calculer la résistance de sortie R_{oS}, nous allons supposer que $e_o = 0$, mais bien entendu $i_S \neq 0$.

Il faut partir de :

$$v_S = (\rho + R_1) i_S - (\rho + R_1) . \alpha_2 . I_2 + R_1 I_1$$

$$0 = (R_1 + r_{o1}) I_1 - \alpha_2 R_1 I_2 + R_1 . i_S$$

tenant compte de :

$$- \alpha_2 I_2 = k_I . I_1,$$

on obtient :

$$v_S = (\rho + R_1) i_S + [R_1 + (R_1 + \rho) . k_I] I_1,$$

$$0 = R_1 . i_S + [R_1 + r_{o1} + R_1 . k_I] I_1,$$

de cette dernière équation on tire :

$$I_1 = -\frac{R_1}{R_1 + k_I R_1 + r_{o1}} \cdot i_S,$$

et en portant dans la première :

$$v_S = \left[(\rho + R_1) - R_1 \cdot \frac{R_1 + (R_1 + \rho)\, k_I}{R_1 + R_1 \cdot k_I + r_{o1}}\right] \cdot i_S,$$

d'où l'on tire :

$$R_{oS} = \frac{\rho\,(R_1 + r_{o1}) + R_1 \cdot r_{o1}}{R_1\,(1 + k_I) + r_{o1}}.$$

3. L'impédance d'entrée est donnée par :

$$R_i = \frac{v_i}{i_o},$$

avec :

$$v_i = h_1 \cdot I_1 + R_1\,(I_1 - \alpha_2 I_2)$$

puisque $i_S = 0$.

Exprimons v_i et i_o en fonction de I_1, on trouve :

$$v_i = [h_1 + R_1 + k_I \cdot R_1]\, I_1,$$

$$i_o = (1 - \alpha_1) \cdot I_1,$$

d'où il résulte :

$$R_i = \frac{v_i}{i_o} = \frac{h_1 + R_1 + k_I \cdot R_1}{1 - \alpha_1}.$$

4. L'introduction d'un amplificateur de courant supplémentaire dans la chaine selon figure V-6, permet d'augmenter k_I.

Si k_I est élevé, g_c tend vers sa valeur limite : $\dfrac{R_1 + \rho}{R_1}$, et la résistance de sortie R_{oS} diminue. Elle peut être proche de zéro.

Par contre l'impédance d'entrée augmente de plus en plus.

Les avantages de cette solution concernent essentiellement les impédances. On peut ajouter également que la valeur du gain g_c, peut être définie avec plus de précision.

5. *Applications numériques:*

$$r_{o1} = h_1 + (1 - \alpha_1)\, R_o = 40 + 0{,}02 \cdot 3500 = 110 \text{ ohms},$$

$$r_{o2} = h_2 + (1 - \alpha_2)\, R_3 = 40 + 0{,}02 \cdot 5000 = 140 \text{ ohms},$$

$$k_I = \frac{0{,}98 \cdot 0{,}98 \cdot 5000}{340 + 140} = \frac{4800}{480} = 10,$$

$$g_c = \frac{100 + [1100 + 100] \cdot 10}{100 + 110 + 100 \cdot 10} = \frac{12100}{1210} = 10,$$

$$R_{oS} = \frac{1100 \cdot [100 + 110] + 100 \cdot 110}{100 \cdot 11 + 110} = \frac{2200}{11} \text{ ohms},$$

soit $R_{oS} = 200$ ohms,

$$R_i = \frac{40 + 100 + 10 \cdot 100}{0{,}02} = 57.000 \text{ ohms}.$$

6. Si k_I est très grand, on obtient des formules plus simples :

$$g_c = \frac{R_1 + \rho}{\rho},$$

$$R_i = k_I \cdot \frac{1}{1 - \alpha_1} \cdot R_1,$$

et si on néglige r_{o1} dans l'expression de R_{oS}, on a de même :

$$R_{oS} = \frac{\rho}{1 + k_I},$$

On voit donc que R_i peut tendre vers l'infini et R_{oS} vers zéro, par contre g_C tend vers $\frac{R_1 + \rho}{\rho}$.

Applications numériques.

Si $k_I = 1000$, on a :

$$g_c = \frac{100 + (1200)\,1000}{210 + 100 \cdot 1000} = 11{,}98,$$

très près de :

$$\frac{R_1 + \rho}{R_1} = 12,$$

$$R_{oS} = \frac{1100\,(210) + 100 \cdot 110}{100 \cdot (1001) + 110} = \frac{242.000}{100.210},$$

soit 2,4 ohms environ.

$$R_i = \frac{40 + 100 + 1000 \cdot 100}{0{,}02} = 5.000.000 \text{ ohms}$$

soit 5 mégohms.

Commentaires

La précision du gain obtenu, peut être évaluée en déterminant l'écart :

$$\Delta g_c = -g_c + \frac{R_1 + \rho}{R_1}.$$

$\frac{R_1 + \rho}{R_1}$ *étant la valeur limite possible.*

Tous calculs faits on trouve :

$$\Delta g_c = \frac{R_1 \cdot \rho + R_1 \cdot r_{o1} + r_{o1} \cdot \rho}{R_1 \cdot (R_1 + r_{o1} + R_1 \cdot k_I)},$$

ou encore :

$$\frac{\Delta g_c}{g_c} = \frac{1}{R_1} \cdot \frac{R_1 (\rho + r_{o1}) + \rho \cdot r_{o1}}{R_1 + (R_1 + \rho) k_I}.$$

Comme k_I est grand, et que r_{o1} est négligeable devant ρ et R_1 on trouve :

$$\frac{\Delta g_c}{g_c} = \frac{\rho}{R_1 + \rho} \cdot \frac{1}{k_I}.$$

C'est l'écart relatif par rapport à la valeur asymptotique $\dfrac{R_1 + \rho}{R_1}$ *de* g_c.

Si on désire obtenir une impédance de sortie constante, il faut partir de R_1 et ρ élevée, et d'une valeur de k_I constante, il en résulte :

$$R_{oS} = \frac{\rho}{1 + k_I}$$

b) Deuxième problème (fig. V-7)

1. Considérons les 2 branches :

$$R_3,\ Q_2,\ R_2 \qquad \text{et} \qquad R_3,\ Q_2,\ r,\ Q_1,\ R_1.$$

Les courants sont indiqués sur la figure V-7.

On peut écrire les équations :

$$[\alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2] \cdot R_3 + h_2 I_2 + R_2 \cdot [I_2 + i_o - (1 - \alpha_1)\, I_1] = 0$$

$$[\alpha_1 I_1 + (1 - \alpha_2)\, I_2] \cdot R_3 + h_2 I_2 - r\,[i_o - (1 - \alpha_1)\, I_1] + [R_1 + h_1]\, I_1 = 0$$

ou encore :

$$[\alpha_1 R_3 - (1 - \alpha_1)\, R_2] \cdot I_1 + [R_2 + (1 - \alpha_2)\, R_3 + h_2] \cdot I_2 + R_2 \cdot i_o = 0$$

$$[\alpha_1 R_3 + (1 - \alpha_1)\, r + h_1 + R_1] \cdot I_1 + [(1 - \alpha_2)\, R_3 + h_2] \cdot I_2 - r \cdot i_o = 0$$

Si $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, les 2 équations deviennent :

$$R_3 \cdot I_1 + (R_2 + h_2) \cdot I_2 = -R_2 \cdot i_o,$$

$$R_3 \left(1 + \frac{1}{k_V}\right) \cdot I_1 + h_2 I_2 = r \cdot i_o,$$

si on pose :

$$k_V = \frac{R_3}{R_1 + h_1},$$

On résout par rapport à i_o, et l'on trouve :

$$I_2 = -\frac{r \cdot k_v + R_2 (k_v + 1)}{h_2 + (1 + k_v) R_2} \cdot i_o.$$

On voit que le gain en courant est égal à :

$$g_I = \frac{i_S}{i_o} = \frac{I_2}{i_o} = -\frac{rk_v + R_2 (k_v + 1)}{h_2 + (1 + k_v) R_2}.$$

2. Évaluons à nouveau le gain en courant g_I, en supposant que α_1 et $\alpha_2 \neq 1$. Après avoir posé :

$$\alpha_1 R_3 - (1 - \alpha_1) R_2 = R'_3$$

$$(1 - \alpha_1)(r + R_2) + h_1 = r_{o1},$$

$$(1 - \alpha_2) R_3 + h_2 = r_{o2}.$$

les 2 équations en courant deviennent :

$$R'_3 \cdot I_1 + (R_2 + r_{o2}) \cdot I_2 = -R_2 \cdot i_o,$$

$$[R'_3 + R_1 + r_{o1}] \cdot I_1 + r_{o2} \cdot I_2 = r\, i_o,$$

et comme :

$$k'_v = \frac{R'_3}{R_1 + r_{o1}},$$

la deuxième équation s'écrit :

$$R'_3 \cdot \left(1 + \frac{1}{k'_v}\right) \cdot I_1 + r_{o2} \cdot I_2 = r \cdot i_o.$$

Les nouvelles équations, sont similaires aux 2 équations simplifiées ($\alpha_1 = \alpha_2 = 1$), et on passe des unes aux autres, en remplaçant

R_3	par	R'_3
h_2	par	r_{o2},
k_v	par	k'_v.

On en tire donc :

$$I_2 = -\frac{k'_v (r + R_2) + R_2}{r_{o2} + R_2 + k'_v \cdot R_2} i_o,$$

d'où :

$$g_I = \frac{\alpha_2 I_2}{i_o}.$$

3. Évaluons l'impédance d'entrée :

$$R_i = \frac{v_i}{i_o}.$$

On a :

$$R_i = \frac{v_i}{i_o} = (R_1 + h_1) \cdot \frac{I_1}{i_o}$$

On calcule d'abord I_1 d'après :

$$(R_3' + R_1 + r_{o1})\, I_1 = r \cdot i_o + r_{o2} \cdot \frac{k_v' (r + R_2) + R_2}{k_v' R_2 + R_2 + r_{o2}}\, i_o.$$

On en tire $\frac{I_1}{i_o}$ et ensuite :

$$R_i = (R_1 + h_1) \cdot \frac{I_1}{i_o} = \left(\frac{R_1 + h_1}{R_1 + r_{o1}}\right) \cdot \frac{r\,(R_2 + r_{o2}) + r_{o2} \cdot R_2}{k_v' \cdot R_2 + R_2 + r_{o2}}.$$

Si : $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$, $r_{o1} = h_1$, $k_v' = k_v$
$r_{o2} = h_2$

et par suite :

$$R_i = \frac{r\,(R_2 + h_2) + h_2 \cdot R_2}{k_v \cdot R_2 + R_2 + h_2}.$$

Dans le cas général : si r_{o1} est voisin de h_1,

$$\frac{R_1 + h_1}{R_1 + r_{o1}} = 1,$$

et si de plus r_{o2} est négligeable, R_i devient :

$$\frac{r \cdot R_2}{k_v' \cdot R_2 + R_2} = \frac{r}{1 + k_v'}.$$

4. Si on introduit un amplificateur de tension, selon le schéma de la figure V-8, le gain en courant tend vers une valeur plus précise, car

$$\frac{I_2}{i_o} \to -\frac{r + R_2}{R_2}.$$

L'impédance d'entrée R_i tend vers zéro puisque k_v' ne se trouve qu'au dénominateur.

5. *Applications numériques :*

$$R_3' = 0{,}98 \cdot 3000 - 0{,}02 \cdot 100 = 2938 \text{ ohms},$$

$$r_{o1} = 0{,}02 \cdot (700 + 100) + 40 = 56 \text{ ohms},$$

$$r_{o2} = 0{,}02 \cdot 3000 + 40 = 100 \text{ ohms}.$$

$$k'_v = \frac{2938}{237{,}8 + 56} = 10,$$

$$g_I = -0{,}98 \cdot \frac{10 \cdot 800 + 100}{100 + 100 + 10 \cdot 100} = -0{,}98 \cdot \frac{81}{12},$$

$g_I = -6{,}62.$

$$R_i = \frac{237{,}8 + 40}{237{,}8 + 56} \cdot \frac{700 \cdot (100 + 100) + 100 \cdot 100}{10 \cdot 100 + 100 + 100},$$

$$R_i = \frac{277{,}8}{293{,}8} \cdot \frac{1500}{12} = 118 \text{ ohms.}$$

6. Si $k'_v = 1000$, on trouve :

$$g_I = -0{,}98 \cdot \frac{1000 \cdot 800 + 100}{200 + 1000 \cdot 100} = -7{,}8 \text{ environ}$$

très près de :

$$\frac{r + R_2}{R_2} = \frac{800}{100} = 8.$$

$$R_i = 0{,}94 \cdot \frac{150.000}{1000 \cdot 100 + 200} = \frac{0{,}94 \cdot 150}{100{,}2} = 1{,}42 \text{ ohms.}$$

Commentaires

De nombreux amplificateurs opérationnels utilisent la contre-réaction de tension selon un processus voisin de celui examiné au problème V-3,b.

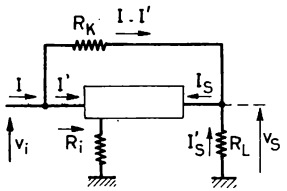


Fig. V-9.

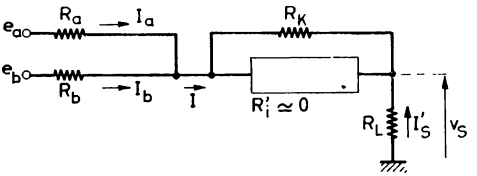


Fig. V-10.

Par exemple dans la figure V-10, une combinaison linéaire est effectuée entre les 2 tensions e_a et e_a au moyen d'un amplificateur possédant une contre-réaction de tension au moyen de la résistance R_K.

Si on considère (fig. V-9) un tel amplificateur, possédant avant l'insertion de R_K, un gain en courant g_i et une résistance d'entrée R_i, on montre que la nouvelle résistance d'entrée R'_i devient:

$$R'_i = \frac{v_i}{I} = \frac{R_i (R_L + R_K)}{g_i (R_L + R_K) + R_L + R_i},$$

à condition que l'impédance de sortie de l'amplificateur avant contre-réaction soit infinie.

Si g_i *est très grand:*

$$R_i' = \frac{R_i}{g_i}.$$

On montre que la nouvelle impédance de sortie R_{oS}' *devient:*

$$R_{oS}' = \frac{R_K + R_i}{1 + g_i},$$

et le courant I_S' *traversant* R_L *est donné par:*

$$\frac{I_S'}{I} = \frac{g_i R_K - R_i}{(1 + g_i) R_L + R_K + R_i} = g_i,$$

si g_i *est très grand:*

$$\frac{I_S'}{I} = \frac{R_K}{R_L} \cdot \frac{g_i}{1 + g_i} = \frac{R_K}{R_L}.$$

Revenons au schéma de l'amplificateur figure V-10, à qui on demande d'effectuer la sommation entre e_a *et* e_b.

La contre-réaction de tension a pour effet de rendre l'impédance d'entrée du nouvel amplificateur très faible, négligeable en tout cas devant R_a *et* R_b, *de telle manière qu'on peut écrire:*

$$I = I_a + I_b = \frac{e_a}{R_a} + \frac{e_b}{R_b},$$

et par suite:

$$I_S' = \frac{R_K}{R_L} \cdot I = \frac{R_K}{R_L} \cdot \left(\frac{e_a}{R_a} + \frac{e_b}{R_b} \right),$$

or :

$$v_S = - R_L I_S',$$

d'où :

$$\frac{v_S}{R_K} + \frac{e_a}{R_a} + \frac{e_b}{R_b} = 0.$$

C'est une relation qui peut être étendue au cas où R_K, R_a *et* R_b *sont des impédances complexes.*

§ 4 – CONCLUSIONS GÉNÉRALES SUR LES AMPLIFICATEURS

Les amplificateurs les plus commodes à manier sont ceux qui possèdent l'un des couples de propriétés suivantes :

a) Impédance d'entrée nulle et impédance de sortie infinie.

b) Impédance d'entrée infinie et impédance de sortie nulle.

Les premiers sont des amplificateurs de courant,
les seconds des amplificateurs en tension.

Bien entendu, les conditions idéales n'existent pas, aussi ce qu'on cherche à obtenir, c'est un rapport aussi grand que possible entre les 2 impédances.

Les contre-réactions d'intensité et de tension que nous avons examinées permettent de se rapprocher de ces propriétés recherchées.

Il faut cependant préciser, qu'en ce qui concerne les amplificateurs fonctionnant à fréquence élevée, les problèmes peuvent se présenter autrement. Les impédances ne peuvent jamais être élevées. — On ne peut réaliser des désadaptations aussi excellentes qu'en basse fréquence.

On a vu que la désadaptation permet d'assurer une bonne reproductivité, lorsqu'on combine les étages entre eux.

On a constaté que sur un amplificateur la contre-réaction a pour effet de rendre les performances fonctions du rapport de deux résistances, qu'on peut choisir très stables.

Pour estimer les qualités de reproductivité, il faut comparer les performances les plus mauvaises, ou encore les performances obtenues avec les transistors les plus mauvais, aux performances obtenues avec les transistors les meilleurs, ou même des transistors idéaux pour lesquels

$$\alpha = 1 \quad , \quad h_{11} = r_E \quad , \quad r_C \text{ infini.}$$

On compare donc les propriétés vraies aux propriétés asymptotiques.

Lorsque le circuit présente une certaine complexité, il est recommandé d'effectuer les calculs avec les caractéristiques parfaites avancées $\alpha = 1$, et même $h_{11} = 0$, si la nature du problème ne s'en trouve pas modifiée.

Le circuit le meilleur, sera celui qui permettra de ne pas être très éloigné de ces propriétés asymptotiques, lorsqu'on utilisera des transistors vrais et affectés de dispersions importantes.

Il s'avère, qu'il est plus facile d'obtenir de bons circuits, au sens où nous l'entendons, avec des transistors doués de gain important, quelle que soit la dispersion de ces gains.

De ce côté, les fabricants ont apporté des améliorations constantes et on ne peut que s'en féliciter.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE PREMIER. — ***Diodes-jonction*** . 1

§ 1 — *Rappel de certaines caractéristiques et des formules principales* . 1

1. Données physiques et chimiques 1
2. Caractéristiques statiques 3
3. Caractéristiques dynamiques et précisions sur les caractéristiques statiques 4
4. Échauffement et emballement 4
5. Diode à fréquence élevée. 5
6. Récapitulation des formules principales 6

§ 2 — *Exercices commentés*. 6

1. Expression de I_s 6
2. Calcul de I_s (Diode au silicium) 8
3. Calcul de I_s (Diode au germanium) 10
4. Calcul de I_s à diverses températures (Diode au silicium) . 11
5. Calcul de I_d en fonction de la température 12
6. Calcul de I_s connaissant V_d et I_d 14
7. Variation de I_s en fonction de T 15
8. Variation de V_d en fonction de T 16
9. Détermination de R_s et R_f 17
10. Résistance dynamique r_d 18
11. Utilisation de diodes en thermométrie 19
12. Échauffement 21
13. Échauffement. Détermination de R_{FA} 22
14. Emballement 23
15. Diode Zener. Calcul d'un circuit de stabilisation . . 25
16. Performances dynamiques d'une diode Zener . . . 26
17. Capacités de jonction 28
18. Application de la diode Varicap 28

CHAPITRE II. — ***Transistors-jonctions*** . 31

§ 1 — *Rappel des caractéristiques statiques principales* 31

1. Caractéristiques idéales 31
2. Transistor non idéal ou transistor vrai . 32
3. Polarisation 33
4. Droite de charge en continu . . . 34
5. Récapitulation des formules principales 36

§ 2 — *Exercices commentés*. 36

1. Calcul de courants à I_E constant 36
2. Calcul de I_C et I_B à I_E constant. Influence de r_c. 37
3. Influence de r_B sur V_{CB} 38

4. Lieu des points anguleux des caractéristiques inverses 42
5. Caractéristiques inverses à I_B constant 43
6. Montage émetteur-commun (I_{co} et I'_{co}) 45
7. Montage émetteur-commun (r_c et ρ_c) 46
8. Caractéristiques à I_E constant (V_{CE} et V_{CB}). Exercice graphique . . 48
9. Polarisation en base commune 50
10. Polarisation de deux transistors en parallèle sur la charge . . . 51
11. Polarisation à courant constant émetteur 52
12. Polarisation à courant constant émetteur (2 étages alimentés en parallèle) 53
13. Réglage de courant de polarisation 57
14. Polarisation simple montage émetteur commun 58
15. Polarisation montage émetteur-commun. Variation du courant due aux variations de α_o 61
16. Variation du courant due aux variations limites de α_o 62
17. Polarisation par pont et point de fonctionnement 64
18. Polarisation par pont et point de fonctionnement 68
19. Polarisation par pont à l'entrée avec deux sources indépendantes . . 70
20. Polarisation par réaction de tension 72
21. Dissipation thermique 75

§ 3 — *Problèmes* 77

1. Énoncés 77
Premier problème sur les caractéristiques statiques 77
Deuxième problème sur l'emplacement du point de fonctionnement 78
Troisième problème sur circuit de polarisation 79
Quatrième problème. Circuit de polarisation à contre-réaction . 80
2. Solutions 81
Solution du premier problème 81
Solution du deuxième problème 85
Solution du troisième problème 87
Solution du quatrième problème 90

CHAPITRE III. — ***Circuits statiques à transistors*** 93

§ 1 — *Explications préliminaires* 93

1. Dérive thermique 93
2. Variations dues aux résistances et à la source d'alimentation . 94
3. Amplificateur différentiel 95
4. Récapitulation des formules principales 95
Caractéristiques des transistors utilisés dans les exercices . . 96

§ 2 — *Exercices commentés*. . 96

1. Courant injecté à l'entrée . . . 96
2. Application : $\Delta I_E = \beta \Delta I_{co}$ . . . 97
3. $\Delta I_c = S \cdot \Delta I_{co}$ 98
4. Influence de α_o 100
5. Variation ΔV_{BE} 102
6. Variations de V_{BE}, α, I_{CO} . . . 104
7. Variation de résistances 105
8. Variation de la source E_B . . . 108
9. Pont avec diode de compensation . 109
10. Dérive en tension 112

11. Liaison directe E.C.-C.C. 114
12. Liaison directe E.C.-C.C. Application 116
13. Liaison directe par transistors complémentaires 117
14. Amplificateur différentiel. Symétrie parfaite 119
15. Amplificateur différentiel polarisé en courant. Montage dissymétrique . 121
16. Amplificateur différentiel symétrique. Dérive due à V_{BE} 123

§ 3 — *Problèmes* 125

1. Énoncés 125
Premier problème (Montage E.C.-C.C.) . 125
Deuxième problème 126
Troisième problème 127
Quatrième problème 128
Cinquième problème 129
2. Solutions 130
Premier problème 130
Deuxième problème 133
Troisième problème 136
Quatrième problème 138

CHAPITRE IV. — ***Transistors en amplification basse fréquence*** . . 145

§ 1 — *Rappel des caractéristiques principales* . 145

1. Paramètres amplificateurs 145
2. Montage émetteur-commun 146
3. Montage collecteur-commun 147
4. Amplificateur différentiel 147
5. Récapitulation des formules principales . 148

§ 2 — *Exercices* 148

1. Gains en courant. Formules générales 148
2. Calcul du gain α_L 150
3. Calcul du gain β_L 151
4. Pente composite 152
5. Pente composite et influence du courant I_E 154
6. Influence de R_O sur la pente S_C 156
7. Dispersion de la pente. Évaluation 157
8. Influence de la réaction inverse sur le gain en courant et le gain en tension 159
9. Influence de la réaction inverse sur le gain en tension 161
10. Réaction inverse introduite par un circuit de polarisation . . . 163
11. Contre-réaction et reproductivité 165
12. Étude de la reproductivité du gain en tension (avec contre-réaction de tension) 166
13. Contre-réaction avec amplificateur à deux transistors en cascade . . 169
14. Contre-réaction de tension. Transrésistance 175
15. Impédance de sortie du montage à contre-réaction de tension . . . 178
16. Montage à contre-réaction de tension. Impédance d'entrée . . . 181
17. Montage simple collecteur-commun 182
18. Montage collecteur-commun. 2 étages en cascade 183
19. Réaction entre collecteur et émetteur 185
20. Impédance d'entrée. Montage émetteur commun 186
21. Amplificateur différentiel. Montage symétrique 189
22. Amplificateur différentiel symétrique ou non-Polarisation en courant . 191

§ 3 — *Problèmes* 193

1. Enoncés 193
Premier problème : Amplificateur à contre-réaction de tension . 193
Deuxième problème : Réaction entre collecteur et émetteur . . 195
Troisième problème : Contre-réaction d'intensité 195
Quatrième problème : Amplificateur différentiel 196
2. *Solutions des problèmes* 197
Solution du premier problème 197
Solution du deuxième problème 201
Solution du troisième problème 203
Solution du quatrième problème 207

CHAPITRE V. — ***Montages amplificateurs basse fréquence*** . 211

§ 1 — *Caractéristiques principales* . . . 211

1. Association des montages amplificateurs . 211
2. Association avec contre-réaction . . . 213

§ 2 — *Exercices commentés*. . 214

1. Montage A.A. 214
2. Montage A-B 216
3. Montage A-C 216
4. Montage C-A 217
5. Comparaison montage A-B et A-C . 219
6. Montage A-A_I 222
7. Montage A-A_V 224

§ 3 — *Problèmes* . 226

1. Énoncés 226
Premier problème : Amplificateur de tension (contre-réaction d'intensité) 226
Deuxième problème : Amplificateur de courant (contre-réaction de tension) 228
2. Solutions 229
Solution du premier problème 229
Solution du deuxième problème 233

§ 4 — *Conclusions générales sur les amplificateurs* . 237

MASSON ET CIE, ÉDITEURS
120, Bd St Germain, Paris VIe
Dépôt légal,
4e trimestre 1966

MARCA REGISTRADA

Imprimé en Belgique

IMPRIMERIE N.I.C.I.
19, Lousbergskaai
Gand

1966